RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE
Enerģētikas un elektrotehnikas fakultāte
Industriālās elektronikas un elektronikas institūts

Artis Riepnieks
Doktora studiju programmas “Elektrotehnoloģiju datorvadība” doktorants

PARAMETRU APRĒĶINI UN ELEKTRISKO SIGNĀLU MODELĒŠANA VEKTORU MĒRIEKĀRTĀM

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs
profesors *Dr. habil. sc. ing.*
LEONĪDS RIBICKIS

Zinātniskais konsultants
Dr. sc. ing
HAROLD KIRKHAM

RTU Izdevniecība
Rīga 2018

Riepnieks, A. Parametru aprēķini un elektrisko signālu modelēšana vektoru mēriekārtām. Promocijas darba kopsavilkums. Rīga: RTU Izdevniecība, 2018. 46 lpp.

Iespiests saskaņā ar Promocijas padomes 2018. gada 30. agusta lēmumu, protokols Nr. 2018-4 (66).

ISBN 978-9934-22-168-2 (print)
978-9934-22-169-9 (pdf)

PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS INŽENIERZINĀTŅU DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2018. gada 7. decembrī Rīgas Tehniskās universitātes Enerģētikas un elektrotehnikas fakultātē, Āzenes ielā 12 k-1, 212. auditorijā.

OFICIĀLIE RECENZENTI

Profesors *Dr. sc. ing.* Oskars Krievs

Rīgas Tehniskā universitāte

Pētniecības inženieris *Dr. sc. ing.* James Follum

Pacific Northwest National Laboratory, USA

Docents *Dr. sc. ing.* Antons Kutjuns

Rīgas Tehniskā universitāte

APSTIPRINĀJUMS

Apstiprinu, ka esmu izstrādājis šo promocijas darbu, kas iesniegts izskatīšanai Rīgas Tehniskajā universitātē inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai. Promocijas darbs zinātniskā grāda iegūšanai nav iesniegts nevienā citā universitātē.

Artis Riepnieks ……. (paraksts)

Datums: ……

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, tajā ir ievads, piecas nodaļas, secinājumi, literatūras saraksts, 58 attēli, divas tabulas, trīs pielikumi, kopā 91 lappuse. Literatūras sarakstā ir 60 nosaukumu.

Saturs

Doktora disertācijas apraksts ... 6
Tēmas būtiskums ... 6
Darba mērķi un galvenie uzdevumi ... 7
Darba tvērums un pētījuma objekts ... 7
Darba zinātniskā novitāte ... 8
Darba praktiskā nozīme ... 8
Metodes un izmantotie rīki ... 8
Aizstāvamās tēzes ... 9
Zinātniskās publikācijas ... 9
Citi darbi ... 10
Konferences ... 10
Pētnieciskā sadarbība ... 10
Darba tvērums un struktūra ... 10
Darba satura izklāsts ... 11
Pirmā nodaļa – dažādu matemātisku modeļu analīze reālās pasaules aprakstīšanai ... 11
1.1 Karnapa vienādojums un modelis ... 11
1.2 Rutmana modeļi ... 12
1.3 Kirkema modelis ... 13
Otrā nodaļa – Sinhronizēti vektoru mērījumi elektroenerģijas pārvades sistēmās ... 14
2.1 Vektora modelis ... 15
2.2 Sinhronizētu vektoru mērījumu vienības ... 15
2.3 PMU ierobežojumi ... 17
Trešā nodaļa – Vektor-veidīgu mērījumu teorētiskais pamatojums ... 18
3.1 Kirkema vienādojums ... 19
3.2 Digitālo mērījumu principi ... 19
3.3 Koncepcijas pierādījums ... 20
Ceturtā nodaļa – vektor-veidīgu modeļu ierobežojumi ... 23
4.1 Trokšņu tipi un to ietekme ... 24
4.2 Trokšņa efekts uz modeli ... 25
4.3 Allana dispersija ... 27
4.4 Diskretizācijas dispersija ... 32
Piektā nodaļa – Eksperimentālo datu analīze ... 35
5.1 Reālu datu novērtēšana dažādiem matemātiskiem modeļiem ... 36

5.2 Eksperimentālo datu dispersijas analīze 37
Secinājumi 39
Turpmāka temata pētniecība 40
Izmantotā literatūra 41

Promocijas darba apraksts

Tēmas aktualitāte

Kopš maiņstrāvas sistēmu pirmsākumiem 19. gadsimta 80. gadu beigās [1] bija skaidri redzams, ka sistēmā ir jābūt līdzsvaram starp ģenerēto jaudu un slodzi, citādi spriegums un frekvence strauji mainās, kā rezultātā var tikt sabojātas iekārtas un izjaukts kopējās sistēmas balanss. Vairāki nozares eksperti argumentē, ka mūsdienu elektrotīkls ir vislielākā cilvēka radītā iekārta [2], [3], taču, lai arī skaļš apgalvojums, elektrotīkla sarežģītību un apmērus nedrīkst novērtēt par zemu. Mūsdienu elektrotīkli sastāv no miljoniem kustīgu un stacionāru detaļu, kā arī dažādiem signāliem (ieskaitot kontroles signālus) un protams – elektroenerģijas, kas ir mūsdienu sabiedrības stūrakmens. Pieprasījums pēc elektroenerģijas turpina palielināties, un liela mēroga elektroenerģijas padeves pārtraukumi ir uzskatāmi par katastrofas apmēra notikumiem ar tālejošām sekām.

Lai sistēma būtu stabila un "visas gaismas ieslēgtas", sistēmai ir jābūt līdzsvarā, taču šis uzdevums kļūst aizvien sarežģītāks. Izplatīta atjaunojamās enerģijas ģenerēšana, nesimetriskas slodzes modeļi – elektrolīniju pārslogojums un pārslogoti transformatori – mūsdienās ir sastopami bieži. Lai spētu tikt līdzi augošajam enerģijas pieprasījumam, neparedzētām situācijām un nepieciešamībai pēc nepārtraukta piedāvājuma, 1992. gadā tika izveidota jauna tipa mēriekārta – vektoru mēriekārta (*PMU*). Tā tika veidota, ņemot par pamatu A. Phadke, J. Torpa un M. Adamiaka 1983. gadā izstrādāto ideju [4] par vektoru mērījumiem. Šī iekārta spēj ziņot sistēmas frekvenci reāllaikā – 30 reižu sekundē (60 Hz sistēmā). Salīdzinot to ar *SCADA* sistēmu četru sekunžu latentumu, šis ir gandrīz reāllaika ziņojums un ļauj sistēmā veikt reāllaika korekcijas, lai nodrošinātu tās integritāti. Visi lielākie elektrosistēmu operatori kopš šī brīža ir sākuši plaši izmantot *PMU* iekārtas [5], tai skatā Latvijā, kur AS "Augstsprieguma tīkls" izmanto *PMU* sistēmas kopš 2009. gada. Iekārtu funkcionalitātes un izmantošanas iespējas šeit nebūt nebeidzas, un milzīgas pūles tiek veltītas *PMU* integrācijai sadales tīklos [6], kur izkliedētā mazjaudas un vidējās jaudas ģenerācija parasti tiek pieslēgta energosistēmai, kā arī ir daudz iespējamāki salas režīmi.

PMU piedāvātās iespējas ir augstu novērtētas pārtraukumu un avāriju izmeklēšanā, energosistēmu profilaksei un sistēmas darba režīma vadībai. Tomēr, pat apzinoties ievērojamo veiktspēju atbilstoši *IEEE* standartam [7], *PMU* ir pamatotas problēmas veikt frekvences izmaiņas ātruma (*ROCOF*) mērījumu, kas potenciāli ir viens no visnoderīgākajiem mērījumiem elektrosistēmā, jo ziņo par reālā laika dinamiku. Grūtības mērīt *ROCOF* brīžos, kad tiek mainīta frekvence, bija tik ievērojamas, ka standarts tika grozīts [8], un šobrīd *PMU* testa laikā tiek atļauts neņemt vērā rezultātus, kas iegūti testēšanas signāla *ROCOF* izmaiņas brīdī. Šai nebūtu jābūt normālai situācijai, jo reālā situācija elektrosistēmā mainās nepārtraukti, bet *PMU* iekārta nav gatava par to ziņot.

Šis darbs ir veltīts tam, lai izstrādātu koncepta pierādījumu jaunai pieejai un veiktu uzlabotus vektoru (un vektorveidīgus) mērījumus. Darbs balstās uz hipotēzi, ka pats mērīšanas process būtībā ir tas pats, kas matemātiska modeļa (vienādojuma) atrisināšana. Šī ir *Dr.sc.ing* Haralda Kirkema izstrādāta ideja. Pētījuma laikā izstrādāts *SEMPR* modelis (signāla parametru novērtēšana pēc mazākajām starpībām). Šis darbs pieskaras arī filozofiskiem jautājumiem par reālo pasauli un tās konceptuālajiem modeļiem, kā arī metroloģijas pamataksiomām.

Kā daļa no pētījuma tika definēta jauna atbilstības labuma metrika (*Goodness of Fit – GoF*), lai varētu uzlabot *PMU* sniegto informāciju un kopējo izpratni par reālo situāciju konkrētajā elektrosistēmā. Šajā darbā tiek prezentēti pirmie eksperimentālie rezultāti diskretizācijas dispersijai, kas uzrāda optimālas diskretizācijas soļa vērtības dažādu traucējumu ietekmētiem signāliem.

Darba praktiskās implikācijas attiecas un ietekmē lielāko daļu digitālo mērījumu, sākot ar digitāliem multimetriem, līdz pat *PMU* un kalibrācijas iekārtām.

Balstoties uz iegūtajiem rezultātiem, paustās idejas var tikt izmantotas praktiski visā digitālo mērījumu sfērā (darba pielikumā dots koncepts dubulteksponentes modeļa gadījumam).

Darba mērķi un galvenie uzdevumi

Promocijas darba mērķis ir pierādīt jaunu mērījumu hipotēzi (mērīšanas process būtībā ir tas pats, kas matemātiska modeļa atrisināšana) un izveidot strādājošu matemātiskā koncepta modeli vektoru mēriekārtām (*PMU*).

Galvenie uzdevumi:

- izveidot matemātisku modeli elektrisko signālu parametru novērtēšanai;
- radīt risinājumu novērtējumos balstītiem mērījumiem;
- izpētīt piedāvātā modeļa stabilitāti signāliem ar traucējumiem;
- izpētīt piedāvātā modeļa veiktspēju ar reāli iegūtajiem elektrosistēmu signāliem;
- veikt statistisko analīzi ar iegūtajiem rezultātiem, lai noteiktu modeļa stabilitāti;
- piedāvāt metodes pilnai vai daļējai iekļaušanai reālās *PMU* iekārtās.

Darba tvērums un pētījuma objekts

Darba tvērumā ir elektrotīkls un tā galvenie mērījumi vektoru formā (ieejas signāls vektoru mēriekārtām). Galvenais darba objekts ir piedāvātā metode, vektorveidīgu mērījumu veikšanai, uzlabojot iekārtu ziņošanas ātrumu un mērījumu ticamību.

Darba zinātniskā novitāte

Nozīmīgs atklājums notika līdz ar *Dr.sc.ing* Haralda Kirkema ideju "inteliģentajiem mērījumiem". Darbā šī ideja tiek izmantota vektoru mērījumiem.

SEMPR metode ir izveidota vieglai un pieejamai signālu parametru novērtēšanai.

Piedāvāta *Goodness of Fit* (*GoF*) metrika, kas norāda uzticības līmeni mērījumiem reālās pasaules atspoguļošanā.

Eksperimentāli parādīta jauna statistiskās analīzes metode, saukta par diskretizācijas dispersiju, kas izstrādāta un analizēta, izmantojot *SEMPR*.

Darba praktiskā nozīme

Praktiskā ietekme šim darbam, kas attiecas uz digitāliem un inteliģentiem mērījumiem, ir ļoti nozīmīga visos praktiskajos lietojumos, kuros tiek veikta reālās pasaules analogu signālu diskretizācija un signālu apstrāde.

Ieviestā metrika *GoF*(dB) ir īstenojama jebkurā signālu apstrādes mērījumu iekārtā, lai uzrādītu, cik lielā mērā iespējams uzticēties mēriekārtas deklarētajai vērtībai (kas izskaidro kādu novērotu fizikālu procesu). Tā jau ir ieviesta reālā *PMU* ierīcē, kas šobrīd atrodas testēšanā [9].

Šajā darbā veiktā statistiskā analīze var palīdzēt labāk izprast traucējumu raksturu un saturu elektrotīklā, kā arī analizēt to ietekmi uz veiktajiem mērījumiem, lai panāktu precizitātes uzlabojumus. Statistiskā analīze, tāpat kā *GoF*, var tikt veikta tajā pašā iekārtā.

SEMPR var viegli lietot jebkurā mērījuma iekārtā ar pietiekamu skaitļošanas jaudu, lai varētu mērīt plašu diapazonu ar dažādiem signāliem, jo mērījumu modeļi var tikt viegli mainīti un pielāgoti. Ar *GoF* ir iespējams precīzi regulēt modeli, lai iegūtu labākos novērtējumus signālu parametriem, piemēram, pievienot harmonikas un līdzstrāvas nobīdi vektorveidīgiem mērījumiem reālās *PMU* ierīcēs.

Praktiskā izmantošana promocijas darbam ir ļoti plaša, sākot ar elektrisku multimetru, līdz pat *PMU*, testēšanas iekārtām laboratorijās, kalibrēšanas iekārtām un, visbeidzot, ar pilnveidojumiem akadēmiskajā izglītībā – to, kā tiek mācīta modernā metroloģija.

Metodes un izmantotie rīki

Līknes montāžas metode ar dubultkvadrātu svērto starpību samazināšanas algoritmu, kas ir *SEMPR* pamatā.

Summējoša diskrētā traucējumu injekcijas tehnika individuāliem modeļa parametriem, kā arī kopējam signālam, dažādiem traucējumu veidiem: Gausa troksnis, Brauna kustība, harmonikas, *DC* komponente.

Statistiskās analīzes rīki: Allana dispersija un diskretizācijas dispersija, novērtēšanas algoritma traucējumu stabilitātes pārbaudei.

SEMPR kods un atsevišķas daļas no signālu ģenerācijas procesa tika veidoti programmatūrā *MathWorks MATLAB*.

Aizstāvamās tēzes

Mērīšanas process būtībā ir tas pats, kas matemātiska modeļa (vienādojuma, ko nosaka fizika) atrisināšana.

SEMPR var tikt lietots praksē un veiktspējā ir salīdzināms ar reālām *PMU* iekārtām.

GoF ir noderīga metrika, lai noteiktu deklarēto vērtību uzticamības līmeni decibelos (dB) jebkuram mērījumam, kas tiek veikts, izmantojot *PMU* iekārtu.

Zinātniskās publikācijas

1. A. Riepnieks, H. Kirkham, L. Ribickis, Considerations for phasor measurement unit introduction in distribution system, 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 14–14 Oct. 2015, Riga, Latvia (SCOPUS).
2. H. Kirkham, A. Riepnieks, E. So, J. McBride, Error correction: A proposal for a standard 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016), 10–15 July 2016, Ottawa, Canada (SCOPUS).
3. H. Kirkham, A. Riepnieks, Dealing with non-stationary signals: Definitions, considerations and practical implications, 2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM), 17–21 July 2016, Boston, Massachusetts, USA (SCOPUS, nominated for PESGEM best conference paper).
4. A. Riepnieks, H. Kirkham, Rate of change of frequency measurement, 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 13–14 Oct. 2016, Riga, Latvia (SCOPUS).
5. H. Kirkham, A. Riepnieks, Students' simple method for determining the parameters of an AC signal, 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 13–14 Oct. 2016, Riga, Latvia (SCOPUS).
6. A. Riepnieks, H. Kirkham, An Introduction to Goodness of Fit for PMU Parameter Estimation, IEEE Transactions on Power Delivery, Volume: 32, Issue: 5, Oct. 2017, Page(s): 2238–2245 (SCOPUS).
7. A. Riepnieks, H. Kirkham, A. J. Farris, M. Engels, Phase jumps in PMU signal generators, 2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting, 16–20 July 2017, Chicago, Illinois, USA (SCOPUS).
8. H. Kirkham, A. Riepnieks, M. Albu, D. Laverty, The nature of measurement, and the true value of a measured quantity, 2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 14–17 May 2018, Houston, Texas, USA (SCOPUS).

Citi darbi

H. Kirkham, A. Riepnieks, Measurement of phasor-like signals, Pacific Northwest National Laboratory report prepared for the U.S. Department of Energy, June 2016, Richland, Washington, USA.

Konferences

1. 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 14–14 Oct. 2015, Riga, Latvia.
2. Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016), 10–15 July 2016, Ottawa, Canada.
3. IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM), 17–21 July 2016, Boston, Massachusetts, USA.
4. 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 13–14 Oct. 2016, Riga, Latvia.
5. IEEE Power & Energy Society General Meeting, 16–20 July 2017, Chicago, Illinois, USA.
6. IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 14–17 May 2018, Houston, Texas, USA.

Pētniecības sadarbība

Nozīmīga daļa no kopējā izpētes darba tika veikta Klusā okeāna Ziemeļrietumu nacionālajā laboratorijā (*Pacific Northwest National Laboratory)*, Ričlenda, Vašingtonas štats, ASV, sadarbībā ar *Dr*. Haraldu Kirkemu. Darbu finansiāli atbalstīja *BAFF* (*Baltic American Freedom Foundation*).

Darba tvērums un struktūra

Darbs ir veltīts metroloģijas zinātnes sadaļai, proti, digitalizētiem elektriskiem mērījumiem. Galvenais uzsvars tiek likts uz vektoru mērījumu iekārtām un elektroenerģijas sistēmas signālu parametru mērījumiem un to iespējamiem uzlabojumiem.

Pirmā nodaļa apskata mērījumu procesa filozofisko pusi un dod teorētisko pamatojumu nestacionāru elektroenerģijas sistēmu viļņu formas mērījumiem. Galvenais uzsvars tiek likts uz reālās dabas nodalīšanu no konceptuālajiem modeļiem prātā, tajā pat laikā veidojot modeli viegli izsekojamu un saistītu (balstītu) ar reālo pasauli. Modeļi var tikt pielāgoti, bet reālā pasaule – nevar.

Otrā nodaļa fokusējas uz vektoru mērījumu iekārtām, kur, pamatojoties uz matemātiskajiem modeļiem un to izmantošanu elektroenerģijas sistēmās, tiek veikti sinhronnizēti vektoru mērījumi Tiek uzrādīti modeļa ierobežojumi, kā arī piedāvāti iespējamie risinājumi.

Trešā nodaļa sniedz koncepta pierādījumu matemātisko un izveidoto praktisko modeļu pieejai uz Kirkema vienādojumu bāzētu vektorveidīgu mērījumu veikšanai (*SEMPR – Signal Estimation by Minimizing Parameter Residuals*).

Ceturtajā nodaļā analizēti *SEMPR* ierobežojumi ar vairākiem sintētiski ģenerētiem signāliem, kas satur vairāku veidu traucējumu signālus – t. s. Gausa troksni, Brauna kustību, harmonikas u. c. Tiek piedāvātas statistiskās analīzes metodes – Allana dispersija un diskretizācijas dispersija – *SEMPR* trokšņa stabilitātes novērtējumam.

Piektajā nodaļā atspoguļoti pētījuma rezultāti no reāli iegūtajiem energosistēmas signāliem un industriālo *PMU* mērījumiem, tai skaitā – notikuma datu analīzi ekstra augstā sprieguma līnijā. Parādīts, ka *SEMPR* lielākajā daļā gadījumu darbojas precīzāk ar mērījumiem, kas veikti spēcīgi kropļotiem signāliem nekā industriālie *PMU* (to deklarētās vērtības). Tāpat tiek uzrādīti arī statistiskās analīzes mērījumu rezultāti, kas veikti reālā vidēja sprieguma sadales tīklā.

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā. Tajā ir ievads, piecas nodaļas, secinājumi, 58 attēli, divas tabulas, trīs pielikumi; kopējais lappušu skaits ir 91, izmantoti 60 zinātniskās literatūras avoti.

Darba satura izklāsts

1. nodaļa. Dažādu matemātisku modeļu analīze reālās pasaules aprakstīšanai

1.1. Karnapa vienādojums un modelis

Visatbilstošākais jēdziens, ar ko sākt, ir Karnapa kvantitatīvā mērījumu sintakse jeb dažādu modeļu parametru marķēšana. Konceptuāli iztēlojamies divus objektus ar garumu, piemēram, koka gabalus ar garumiem a un b. Ja tos sakombinē tā, lai tie atrastos viens otram galā taisnā līnijā, jaunā fiziskā vienība ir abu iepriekšējo objektu kombinācija, kuras garums ir abu iepriekšējo objektu summa. Šis skan pēc summēšanas likuma garuma noteikšanai. Diemžēl lielā daļā gadījumu šis likums ir nepietiekams.

Karnaps ļoti tieši uzsver atšķirību starp abām pasaulēm – fizisko un matemātisko. Tieši tāpēc tiek ieviests simbols fiziskas apvienošanas operācijai “$\circ$”. Tādējādi pareizāks veids, kā izteikt abu līniju apvienošanu, ir:

$$L(a \circ b) = L(a) + L(b). \qquad (1.)$$

Simbols “=” ir tilts starp reālo, fizisko pasauli un konceptuālo vai matemātisko pasauli.

Katrai periodiskai funkcijai ir frekvences parametrs, bet frekvence pēc definīcijas “notikumu skaits laika vienībā” ir kaut kas, kas eksistē reālajā pasaulē, piemēram, svārsts, kas šūpojas, vai planētu kustība, kas cikliski atkārtojas. Tiklīdz mēs konceptuāli pārkāpjam “=” simbolam no Karnapa vienādojuma kreisās puses uz

labo (1.), tā “frekvence” kļūst par parametru oscilāciju funkcijas vienādojumā. Starp abiem ir milzīga atšķirība, tāpēc vienmēr jāizvairās no to sajaukšanas. Šajā darbā termins “frekvence” apzīmēs otro mainīgo oscilāciju funkcijā (simbols ω), un tā fiziskās īpašības netiek ņemtas vērā, lai nerastos jautājumi (lai gan šajā darbā tiek rastas atbildes arī uz šiem jautājumiem):

- kas ir frekvence, kad frekvence mainās;
- kas ir frekvence signāla ceturtdaļperiodam.

Šajā darbā “frekvence” (ja nav norādīts citādi) ir patiesa tikai konkrētam mērījumu logam un pēc būtības ir parametrs matemātiskā modelī.

1.2. Rutmana modeļi

Ņemot vērā atšķirību starp dabu un konceptuālo pasauli, J. Rutmans izteicis to šādi:

“.. modeļi tiek lietoti, lai attēlotu fizisko pasauli, kas ir tik sarežģīta, ka daudzas detaļas modelī tiek izlaistas: citādi tie kļūtu nepārraugāmi. No otras puses, īpašības, kurām nav jēgpilnu aizstājēju reālajā pasaulē, ir jāpievieno modelim, lai to radītu pārraugāmu (nejaušu procesu stacionaritāte ir plaši pazīstams piemērs)” [10].

Tātad, ir iespējams pievienot vai atņemt parametrus un pieņēmumus konceptuālajiem realitātes modeļiem, taču vienmēr ir jāsaprot, ka tas nekad nemaina realitāti, bet tikai mūsu izpratni par to. Ja kaut kas mainās dabā, mums ir jāpielāgo tas konceptuālajos modeļos, citādi mūsu izpratne par apskatāmo fenomenu būs kļūdaina vai pat pilnībā nepareiza, kamēr mērījums pats par sevi var būt ārkārtīgi precīzs.

Matemātiskais modelis trokšņainam oscilējošam signālam ir:

$$V(t) = [V_0 + \xi(t)]\sin[2\pi\upsilon_0 t + \varphi(t)], \qquad (2.)$$

kur V_0 ir nominālā amplitūda, υ_0 ir nominālā frekvence, $\xi(t)$ ir nejaušs amplitūdas troksnis un $\varphi(t)$ ir nejaušs fāzes troksnis.

Kas ir frekvence, kad frekvence mainās? Vai uz šo jautājumu būtu iespējams atbildēt ar momentāno frekvenci?

Momentānā leņķiskā frekvence 2. vienādojumam ir izsakāma:

$$\omega(t) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\big(\omega_0 t + \varphi(t)\big) = \omega_0 + \frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t}, \qquad (3.)$$

kur $\dot{\varphi}(t) = \frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t}$ ir nejaušas frekvences svārstības ap ideālo vērtību ω_0 [11].

Pastāv stacionaritātes problēma $\varphi(t)$, kur teorētiski $\dot{\varphi}(t)$ eksistence var tikt apšaubīta. Kā secināja Rutmans, ir jābūt ļoti uzmanīgam, darbojoties ar fāzes un frekvences trokšņiem, jo tas var rezultēties neeksistējošu parametru lietošanā Šajā darbā *SEMPR* ir veidots, lai darbotos ar frekvences, fāzes un amplitūdas trokšņiem kontrolētā veidā, sekojot līdz lietojumam un ņemot vērā norādītos ierobežojumus.

Momentāna frekvence nevar būt pilnīgi momentāna, jo tā vienmēr saistās ar ierobežotu vidējo intervālu τ. Jēdziens par frekvenci vienam diskrētam signāla

punktam oscilatora funkcijai nepastāv, un tas ir jāņem vērā arī starp matemātisko frekvenci un periodiska viļņa reālo frekvenci.

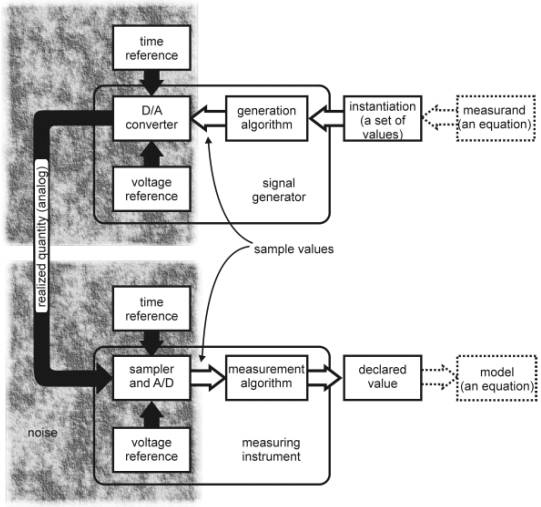
1.3. Kirkema modelis

Dr. Kirkema ideja ir parādīt to, ka "ziņojumam", kas nāk no mērīšanas iekārtas, ir "nozīme" un tā nedrīkst tikt ignorēta, atšķirībā no Kloda Šennona, kas savā darbā šo nozīmi apzināti ignorēja [12]. Vienādības zīme 1. vienādojumā ir kā savienojums starp konceptuālajām un reālajām pasaulēm, taču tā nenozīmē "ir vienāds ar", tā vietā vajadzētu to interpretēt kā "ir tāda pati vērtība ar". Tieši tāpēc fizikāli-reālā frekvence no atkārtojošām svārstībām nav tas pats, kas frekvences vērtība matemātiskā modelī, tā ir tikai tās reprezentācija.

Tas pats attiecas ne tikai uz mērījumiem, bet arī signālu ģenerēšanu. *Dr.sc.ing* Kirkems parāda to, ka šie procesi ir praktiski vienādi, tikai – ar dažādi vērstiem virzieniem Karnapa vienādojumā:

$$\xleftarrow{\text{signal generation}} \quad X(a \circ b) = X(a) + X(b) \quad \xrightarrow{\text{measurement}} \tag{4.}$$

kur mērījums ir vienādojuma risināšanas darbība matemātiskā modeļa vērtībām, bet signālu ģenerēšanas process pārvieto informāciju no matemātiskā modeļa uz fizisko pasauli. Kā norāda Kirkems, kalibrācija, protams, iesaista abus. Kalibrācijas blokshēma ir dota attēlā 1.1 [13].



1.1. att. Kalibrēšanas blokshēma.

Kreisajā pusē atrodas reālās pasaules ne perfektie un trokšņainie signāli, savukārt labajā pusē ir konceptuālā, matemātiskā pasaule, kas abos gadījumos (mērīšana un ģenerēšana) ietver sevī matemātiskos modeļus, kas veidoti no mūsu fizikas un matemātikas izpratnes.

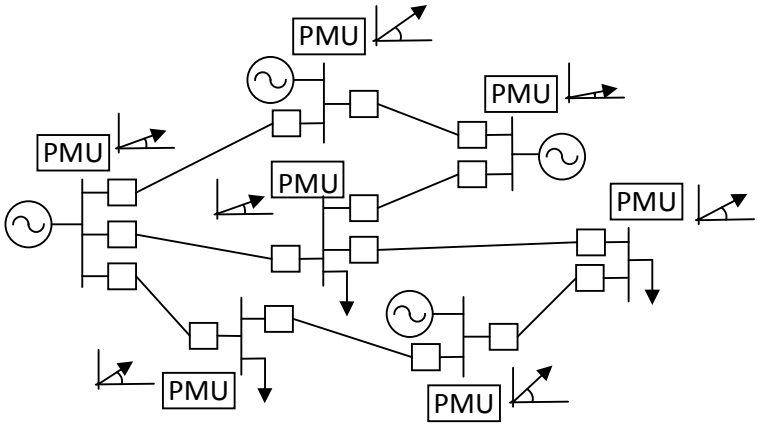
2. nodaļa. Sinhronizēti vektoru mērījumi elektroenerģijas pārvades sistēmās

Sinhronizēti vektoru mērījumi kļūst par vieniem no svarīgākajiem mērījumiem jebkurās modernās elektrosistēmās.

Salīdzinoši – *SCADA* mērījumi tiek veikti aptuveni katras četras sekundes no dažādām vietām, kā arī tie nav veikti tajā pašā laikā (sinhronizēti). Elektrosistēmas uzraudzīšana ir būtiska, it īpaši bojājumu un pārejas procesu laikā. Lai varētu uztvert sistēmas dinamiku un spētu veikt reāllaika sistēmas kontroli, ir ļoti būtiski ātrāki mērījumu ziņošanas periodi un sinhronizēti dati.

Sinhronizēti vektoru mērījumi nozīmē to, ka visi mērījumi izmanto vienu un to pašu laika atskaiti, tādējādi sinhronizējot mērījumus pēc *UTC (Coordinated Universal Time)*, lietojot *GPS (Global Positioning System)* pulksteņus [14]. Ar ātru mērīšanas ātrumu (25 mērījumi sekundē 50 Hz sistēmā) ir iespējams vērot sistēmas pārejas procesus. Ir iespējams atklāt piegādes pārtraukumus, līniju atslēgšanos, ģenerēšanas vienību atslēgšanos no tīkla, *FIDVR (Fault Induced Delayed Voltage Recovery)* un citus pārejas procesus reāllaikā, kā arī kontrolēt elektrosistēmas elementus reāllaikā, lai spētu noturēt sistēmas balansu.

Sinusoidāls signāls starp divām blakusesošām kopnēm izmaina fāzes leņķi atkarībā no slodzes, tādējādi, mērot sinhronizētus vektorus abos gadījumos, P plūsma var tikt aprēķināta:



2.1. att. Vektora leņķu mērījumi pāri elektroenerģijas sistēmai.

Vektoru mērījumi tiek lietoti vairāk nekā tikai līniju slodzes noteikšanai. Viens no lietojumiem ir kontroles un relejaizsardzības sfēra, kur vektoru mērījumi var būt ļoti noderīgi [15], [16]. Elektrosistēmas stabilitāte ir atkarīga no trim faktoriem: rotējošo mašīnu stabilitāte, frekvences stabilitāte un sprieguma stabilitāte. Palielinot modernas elektrosistēmas sarežģītību un savstarpējo savienotību [17], kā arī palielinoties izkliedētās atjaunojamās enerģijas avotu īpatsvaram [18], var rasties elektrosistēmas stabilitātes problēmas. Sistēmas frekvences un sprieguma svārstības dažos gadījumos spēj radīt ievērojamu sistēmas nestabilitāti, radot atsevišķu sistēmas daļu izkrišanu no sinhronizācijas, kā arī enerģijas padeves traucējumus [19].

2.1. Vektora modelis

A. Phadke, J. Torps un M. Adamiaks piedāvāja jaunu ideju savā 1983. gada publikācijā par to, kā mērīt frekvenci ļoti ātri, iztiekot bez nulles pāreju skaitīšanas [4].

Pieņemam, ka eksponenciālais pieraksts apraksta sinusoīdu:

$$X_{\mathrm{m}}\mathrm{Re}\left[\mathrm{e}^{j(wt+\varphi)}\right] = X_{\mathrm{m}}\mathrm{Re}\left[X_{\mathrm{m}}\mathrm{e}^{j(wt)} + \mathrm{e}^{j(\varphi)}\right], \tag{4.}$$

kur X_{m} ir amplitūda, ω ir frekvence un φ ir fāze. Elektroenerģijas teorijas praktiskajos lietojumos ir ierasts izlaist Re pierakstu un frekvences terminu tā, ka sinusoīdas signāla pieraksts veidojas:

$$x(t) = X_{\mathrm{m}}\mathrm{e}^{j\varphi}. \tag{5.}$$

Jāpievērš uzmanība faktam, ka vienkāršotais sinusoidas vienādojums neietver sevī frekvences izmaiņu. Tas ietver tikai un vienīgi stacionāro vektoru.

Mērīt fāzes leņķi un frekvenci ir ļoti sarežģīti (reāllaika lietojumiem). Kā pierādīja *A. Phadke* un citi [4], ir iespējams mērīt fāzes leņķu atšķirību starp rekursīvajiem fāzes mērījumiem un tādējādi noteikt frekvences izmaiņas:

$$\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}t} = \frac{\psi_r - \psi_{r-1}}{(1/50N)}, \tag{6.}$$

kur ψ ir atvasināts no "fāzes faktora" $\mathrm{e}^{j\psi_r}$, diferencētais fāzes leņķis r ir rekursīvais mērījums un N diskrēto punktu ņemšanas ātrums punktos sekundē.

Vērtība, ko sauc par "frekvences pārmaiņas ātrumu" (*ROCOF*), bija paredzēta kā ļoti noderīgs rīks, lai parādītu izmaiņas elektrosistēmā. Ģenerējošo vienību zudumu vai līniju atslēgumu gadījumos tiktu ietekmēta frekvence, un *ROCOF* uzrādītu, cik ātras ir šīs izmaiņas. No frekvences izmaiņām starp diviem rekursīviem mērījumiem *ROCOF* var tikt atvasināts:

$$\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}^2\psi}{\mathrm{d}t^2}, \tag{7.}$$

kur f ir frekvence.

Jāņem vērā tas, ka vektoru modelis apraksta sinusoīdu ar statisku frekvenci un amplitūdu, kas ir patiesa no atskaites laika sākumpunkta līdz bezgalībai. Šis ir matemātiskais modelis, kas tiek lietots vektoru mēriekārtās (*PMU*).

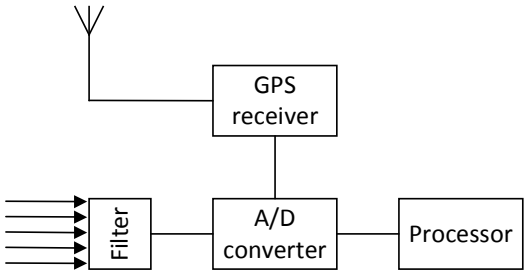
2.2. Sinhronizētu vektoru mērījumu vienības

PMU ir laikā sinhronizētu mērījumu iekārta, kas ziņo pozitīvās sekvences sprieguma amplitūdas un fāzes leņķa vērtības, lokālo frekvenci un frekvences pārmaiņas ātrumu.

PMU prototips tika izgudrots [20] 1988. gadā *Virginia Tech*, ASV, un 1992. gadā "*Macrodyne Inc.*", ASV, tika izveidots pirmais komerciālais *PMU*

(modelis 1690). 1995. gadā tika izveidots pirmais standarts, un visnesenākais atjauninājums tika veikts 2014. gadā [8].

Katra *PMU* ieejā ir filtrēts sinusoidāls signāls, kas tiek digitalizēts (diskretizēts) un apstrādāts sinhronizētiem mērījumiem (2.2. attēls).



2.2. att. Galvenie PMU funkcionālie bloki.

Īstie mērīšanas iekārtu algoritmi ir kompāniju komercnoslēpumi katram *PMU* ražotājam, bet vismaz dažas daļas no digitālā signāla apstrādes notiek visās iekārtās:

- ievades signāls tiek filtrēts;
- diskretizācijas ātrums var krasi atšķirties (sākot no 24 vērtībām, līdz pat 512 vērtībām katrā periodā [21]);
- tiek izrēķināts DFT (diskrētā Furjē transformācija);
- diskretizācija var būt sinhronizēta ar *UTC* pulksteni vai arī ar pašu signālu;
- lai aprēķinātu pārējos sistēmas parametrus, tiek veikta fāzes leņķa diferencēšana;
- parametriem tiek pievienotas laika iezīmes, un visa informācija tiek pārsūtīta uz datu koncentratoru kopējai sistēmas dinamikas analīzei.

Diskrētā Furjē transformācija (DFT) tiek aprēķināta kā [14]:

$$x = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=1}^{N} x_k \, \varepsilon^{\frac{-j2k\pi}{N}}, \tag{8.}$$

kur N ir kopējais diskrēto vērtību skaits vienā signāla periodā, x ir vektors un x_k diskrētā signāla k vērtība. Uz frekvences domēna balstīti aprēķini dod pozitīvās sekvences vektoru.

$$x_1 = |x_1| \varepsilon^{j\varphi}, \tag{9.}$$

ar leņķisko ātrumu, kas ir atbilstošs starpībai starp sistēmas atskaites frekvenci un novēroto frekvenci. Sistēmas frekvence tad ir

$$\omega = \omega_0 + \frac{\mathrm{d}\varphi_1}{\mathrm{d}t}. \tag{10.}$$

Lai arī detaļas par vektoru aprēķināšanas metodēm nav publiski pieejamas, tās pilnīgi noteikti sevī ietver apskatītās, kopīgās iezīmes: izejas vērtības ir trīsfāžu pozitīvās sekvences sprieguma vērtība un fāzes leņķis, trīsfāžu pozitīvās sekvences

strāvas vērtība un leņķis, lokālā frekvence (kā nobīde no nominālās), frekvences izmaiņas ātrums, papildus definēti analogi vai digitāli signāli (kā dažādu devēju vērtības, releju statusi vai citi karogi). *PMU* precizitāte tiek izteikta vienības daļās kopējā vektora kļūdā – *TVE (Total Vector Error)* no teorētiska "perfekta vektora" [22]. *TVE* ir aprakstīts standartā [7]:

$$TVE(n) = \sqrt{\frac{\left(\hat{X}_r(n) - X_r(n)\right)^2 + \left(\hat{X}_i(n) - X_i(n)\right)^2}{\left(X_r(n)\right)^2 + \left(X_i(n)\right)^2}}, \tag{11.}$$

kur $\hat{X}_r(n)$ un $\hat{X}_i(n)$ ir sekvences, kas veidojas no vektora mērījumiem, $X_r(n)$ un $X_i(n)$ ir ievades signāla teorētiskās vērtības kādā dotā laikā (n).

Saskaņā ar [8] atļautais *TVE* vienmērīga stāvokļa testam ir 1 %, kas nozīmē, ka drīkst būt 1 % atšķirība starp novēroto vektoru un teorētisko vektoru.

2.3. *PMU* ierobežojumi

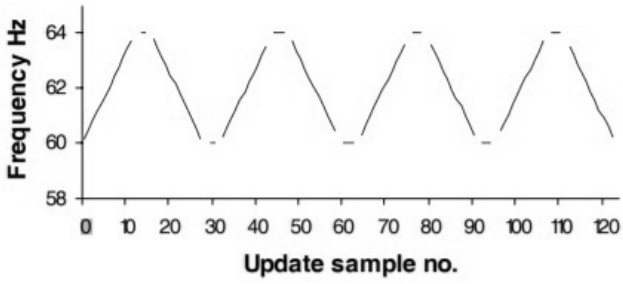
Laika mērīšana sinhronizētās sistēmās ir ļoti nozīmīga. Atļautā 1 % *TVE* kļūda atbilst ±31 µs laika kļūdai 50 Hz sistēmai [8], tāpēc *GPS* pulksteņi (vai to ekvivalents) ir būtiski. *PMU* ir jāatbild par savienojuma latentumu un *UTC* signāla aizkavēm, lai varētu veikt sinhronizētu *A/D* pārveidošanu. Šis kļūst ļoti nozīmīgi, kad nepieciešams salīdzināt divu ražotāju *PMU*, jo var būt ieviesti dažādi sinhronizācijas procesi (daži A/D pārveidotāji ir saslēgti fāzē ar sistēmas frekvenci).

Signāla filtrēšana ir nepieciešama, lai risinātu spektrālās kropļošanās problēmas, kā arī – lai likvidētu jebkādas harmonikas traucējumus ar kādu ārpus joslas signālu. Filtrēšana rada aizkavi, kas arī ir jāņem vērā. Lietojot filtrēšanu pār vairākiem mērījumu logiem, ziņotā vērtība nav pilnībā atkarīga no iepriekšējās vērtības, tāpēc signālu filtrēšanas dēļ laiku ziņošanai rodas aizkaves [23], [24].

Interesanta *PMU* ierobežojumu indikācija lasāma G. Stenbakena un M. Žou 2007. gada publikācijās, kā arī P*MU* standarta grozījumā [8], [25]. Standarts dinamiskās atbilstības pārbaudēm nosaka:

"Mērījumi, kas tiek veikti izņēmuma intervāla laikā, netiks lietoti, nosakot mērījumu atbilstību. Izņēmuma intervāls ir laika intervāls pēc parametra izmaiņas vai arī pirms izmaiņa sasniedz frekvences diapazona robežu, vai arī punktu, kurā mainās *ROCOF*."

Ir vispārpieņemts, ka sistēmas frekvence (un tādējādi arī *ROCOF*) nepārtraukti mainās un nevienā brīdī tā nav statiska. Neskatoties uz to, testēšanas laikā *PMU* var ignorēt mērījumus, kuros *ROCOF* mainās. [25] un 2.3. attēlā ir eksperimentāli parādīts, kā tas izskatās praksē.



2.3. att. Lineāras frekvences izmaiņu testa signāls [25].

Pārejas tiek tuvāk pētītas darbā [26], kur tiek parādīts, ka, izmantojot Kirkema vienādojumu, pārejas process var tikt aprakstīts un analizēts (nav nepieciešams to ignorēt).

Veicot tālāku izpēti, tika konstatēts interesants fenomens, mākslīgi veidojot ievades signālu šādam testam, piemēram, lietojot izklājlapu programmatūru. Pieņemam, ka nepieciešams izveidot signālu ar pakāpeniski augošu frekvences vērtību, sākot ar pilnībā stacionāru signālu (frekvences pārmaiņas ātrums ir nulle) punktā t_0, un tad kādā dotā laika punktā t_k tiek ieviests frekvences pārmaiņas ātrums. Punktā t_k frekvences pārmaiņas ātrums sāk mainīt fāzes nobīdes leņķi. Ātrums, ar kuru frekvence mainās, atkal tiek mainīts (līdzīgi kā 2.3. attēlā) punktā $t = t_m$. Izklājlapa tālāk rēķina kosinusu, ko apraksta ar diskrētām vērtībām, taču punktā t_m fāze jau ir mainījusies no $t = t_0$, tādējādi izveidojas netīšs fāzes lēciens.

Pētot šo problēmu, tā tika nosaukta par "van der Pola problēmu" (no Baltazara van der Pola pētījumiem šajā virzienā). Risinājums ir vienkāršs un prasa katras vērtības pārrēķinu, kurā jāveic aprēķins jaunajām frekvences un fāzes vērtībām:

$$y(t) = A\cos\left(\int_0^t \omega \mathrm{d}t + \varphi\right), \tag{13.}$$

kur A ir amplitūda, ω ir leņķiskā frekvence un φ ir fāzes konstante, taču visbūtiskākais arguments kosinusa funkcijai $(\omega t + \varphi)$ ir fāze.

3. nodaļa. Vektorveidīgu mērījumu teorētiskais pamatojums

Klasiskais vektoru vienādojums (6) apraksta statisku sinusoidālu signālu, kas ir patiess no laika sākuma līdz bezgalībai, taču šī statiskā situācija nekad nebūs patiesa reālās pasaules lietojumos.

Momentānā frekvence katram punktam pēc definīcijas nevar tikt izmērīta [27]. Tas nozīmē, ka ir jādefinē mērījuma logs ar vairāk nekā vienu diskrētu vērtību. Šis fakts liek atgriezties pie jautājuma par mainīgo frekvenci un tās definīciju.

Lai atbilstoši aprakstītu mainīgus signālus, ir nepieciešams izveidot jaunu matemātisko modeli, kas ir atbilstošāks par klasisko vektoru. B. Boašašs [28] norāda, ka ir nepieciešams definēt jaunu nozīmi "frekvences" parametram, jo attiecībā uz nestacionāriem signāliem nav lielas jēgas runāt par frekvenci kā tādu.

3.1. Kirkema vienādojums

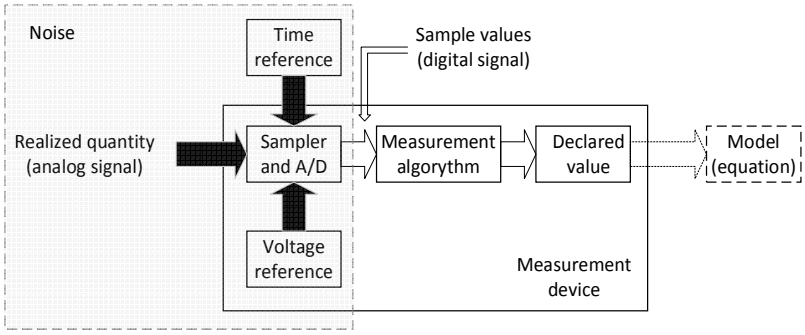
2014. gadā Haralda Kirkema ziņojumā *Pacific Northwest National Laboratory* viņš piedāvā izmainīt vektoru vienādojumu ar papildu parametriem, kas ļautu signālam mainīties:

$$x(t) = \left(X' + \frac{C'_X}{2}t\right)\cos\left\{\left(\omega' + \frac{C'_\varphi}{2} + \frac{C'_\omega}{2}t\right)t + \varphi'\right\}, \qquad (12.)$$

kur katra vektora parametrs tiek modificēts ar koeficientiem *C*. Lineārā izmaiņa un Kirkema vienādojuma parametri attiecas tikai uz mērījuma loga ilgumu (kontrastā ar vektoru, kas atbilst no $t = 0$ līdz bezgalībai).

3.2. Digitālo mērījumu principi

Digitālo mērījumu sistēma ir parādīta un sīkāk aprakstīta [13]. 3.1. attēlā ir parādīta digitālo mērījumu sistēmas pamatstruktūra. Analogs signāls tiek nolasīts no A/D pārveidotāja atbilstoši tā laika etalonam un sprieguma etalonam. Diskretizētie dati tiek apstrādāti, izmantojot mērīšanas algoritmu, līdz nomērītā vērtība tiek deklarētā mēriekārtas izejā. Jāņem vērā, ka, piemēram, "lokālā frekvence" ir patiesa tikai mērījuma logā un apraksta tikai otro parametru vienādojumā (modelī).



3.1. att. Mērījumu sistēma priekš digitāliem mērījumiem.

"Sākuma daļa" (kreisā daļa 3.1. attēlā) ir jutīga pret troksni, "aizmugurējo daļu" mērījumu sistēmā vairāk ietekmē mērījumam nepilnīga matemātiskā modeļa "semantiskās krāsošanās" [29], ja:

- matemātiskais modelis mērījumam ir kļūdains un paziņotās vērtības neapraksta novēroto procesu;
- signālu konstanti ietekmē pastāvīgs, taču neparedzēts traucējuma avots. Šajā gadījumā tam nebūs reprezentācijas modelī un mērīšanas algoritmos, tādējādi šī vērtība ir ne tikai ignorēta mērījumā, bet tādā veidā tiek ietekmētas citas deklarētās vērtības.

Šīs semantiskās atšķirības var būt līdzstrāvas komponente maiņstrāvas pamatsignālā, kas tiek mērīts pēc 14. vienādojuma. Tādā gadījumā, visticamāk,

deklarētā amplitūdas vērtība būtu nedaudz izmainīta. Semantika ir nozīme, un semantiskā krāsošana ir **jēgpilna** nesaderība starp novēroto realitāti un modeli.

Izmantojot šo jēdzienu, būtu noderīgi ieviest automātisku paškalibrāciju, piemēram, pēc mēriekārtas devēju maiņas [30]. Tas spētu uzlabot mērījumu precizitāti un iekārtas lietojumu.

3.3. Koncepcijas pierādījums

Pieņemot, ka mērījuma darbība ir tas pats, kas vienādojumu risināšana, kļūst skaidrs, ka ir iespējams noteikt, kādas ir tās vērtības, kas rada reālās pasaules signālus. Acīmredzamā metode ir līkņu pielāgošana. Pielāgojot vienādojumu reālajam novērotajam signālam, izvēlas vērtības, kas matemātiskajā modelī iederas vislabāk un tādējādi vislabāk atbilst novērotajam signālam.

Lietotā programmatūra "*Mathworks Inc. MATLAB*" tika izvēlēta līknes pielāgošanas metodes realizācijai mērījumu koncepcijas pierādīšanai.

Ievades dati

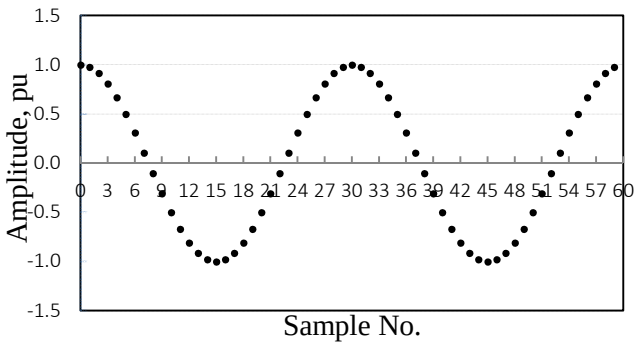
Testa signāls tika sintētiski ģenerēts, izmantojot *Microsoft Excel* programmatūru. 50 Hz sistēmas signālu analīzei tika izmantoti 30 diskretizācijas punkti katrā nominālajā periodā.

Matemātiskais modelis mērījumam ir 14. vienādojums ar papildu brīvības pakāpēm amplitūdas, frekvences un fāzes izmaiņai. Tiek izmantots divperiodu mērījuma logs.

Kā matemātiskā modeļa un mērījumu metodes pierādījums tiks izmantots signāls ar ne-nulles *ROCOA* (amplitūdas izmaiņas ātrums) un *ROCOF*. *ROCOA* vērtība ir 0,1 pu/s, un *ROCOF* ir 3 Hz/s.

Izmantotie mainīgie signāla ģenerēšanas vienādojumam:

- amplitūda $X' =$ 1 pu;
- amplitūdas izmaiņas ātrums $C'_x =$ 0,1 pu/s;
- frekvence $\omega =$ 50 Hz;
- frekvences izmaiņas ātrums $C'_\omega =$ 3 Hz/s;
- fāzes nobīde $\varphi =$ 0 rad.



3.2. att. Ģenerētais *point-on-wave* sintētiskie ievades dati modelim ar *ROCOF* un *ROCOA*, kas nav 0.

Lai arī izmaiņas ir lielas (10 % izmaiņa amplitūdā un nominālās frekvences palielinājums par 3 Hz vienā sekundē), tie nav uzreiz viegli ievērojami ar neapbruņotu aci, vienā mērījumu logā.

Mērījumu metode

Tika izvēlēta nelineāru, stabilu mazāko kvadrātu algoritms un lietota *MATLAB* programmatūra. Tā minimizē summēto kvadrātu starpības, kas ir starpība starp novērtēto datu punktu Y_i un novēroto signāla vērtību y_i. Pamatojoties uz faktu, ka ievades signāls ir nelineārs, metodei ir jātuvojas rezultātam iteratīvi, lai mazinātu starpību vērtības.

Algoritms seko šai procedūrai.

1. Sāk ar saprātīgām sākuma vērtībām. Normālā darbībā šīs vērtības tiek ņemtas no iepriekšējā mērījuma loga beigām.
2. Aprēķina Y_i vērtības priekš šī brīža ievades vērtībām.
3. Aprēķina parciālatvasinājumu matricu atbilstoši vērtībām.
4. Piešķir starpību svarus ar svaru aprēķināšanas algoritmu.
5. Aprēķina svērtās starpības.
6. Standartizē starpības.
7. Beigu svars ir divu skaitļu reizinājums, ko iegūst *MATLAB* programmā, viens tiek saukts par “stabilo” svaru, otrs – par “regresijas” svaru.
8. Pielāgo koeficientus un noskaidro, vai pielāgošanas rezultāts uzlabojas.
9. Iteratīvi atkārto procesu, atgriežoties uz otro soli, kamēr rezultāts sasniedz noteikto konverģences kritēriju [31].

Izvade

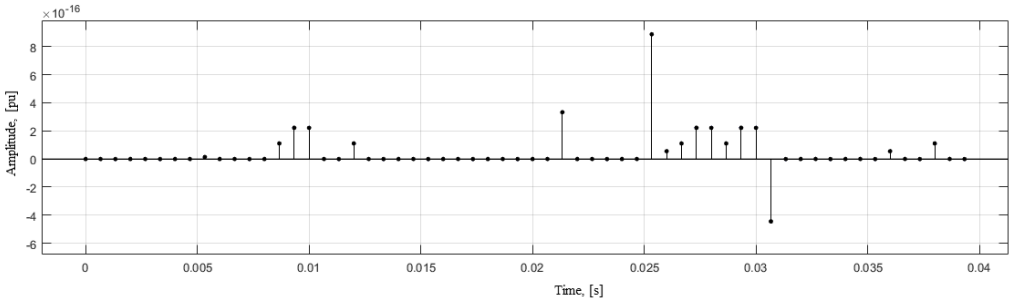
Algoritma rezultāts ir visu matemātiskajā modelī definēto vērtību kopums. *MATLAB* piedāvā papildu metrikas algoritma novērtējumam, piemēram, iterāciju skaits, ko ir iespējams izmantot, lai izvērtētu konkrētā algoritma darbību.

Rezultāti *MS Excel* ģenerētajiem ievades signāliem ir precīzi. Ir skaidrs, ka novērtējums ar sintētiskiem signāliem strādā ar datora precizitāti. Deklarētās vērtības ievades signālam (14. vienādojums) ir:

-	amplitūda	X' =	1	pu;
-	frekvences izmaiņas ātrums	C'_x =	0,1	pu/s;
-	frekvence	ω =	50	Hz;
-	frekvences izmaiņas ātrums	C'_ω =	3	Hz/s;
-	fāzes nobīde	φ =	0	rad.

Īpaši interesants ir parametrs, kas tiek dēvēts par *Goodness of Fit* (*GoF*), kas ir skaitlis balstīts uz mērījuma rezultāta starpībām. Jāņem vērā, ka *GoF* izmantošana nav atkarīga no mērīšanas metodes izvēles. Šis skaitlis var tikt lietots kā metrika un aprēķināts ar jebkuru *PMU*. Turklāt tā lietojums ar to nebeidzas, un *GoF* var tikt lietots daudzos citos mērījumos ar citādām mērījumu metodēm (kamēr novērotais signāls ir pieejams salīdzināšanai ar rekonstruēto matemātisko modeli).

Starpības starp rekonstruētajiem (no iegūtajām vērtībām) un ģenerētajiem signāliem skaidri parāda (3.3. attēls), ka modelis un ievades signāls ir perfekti saderīgi.

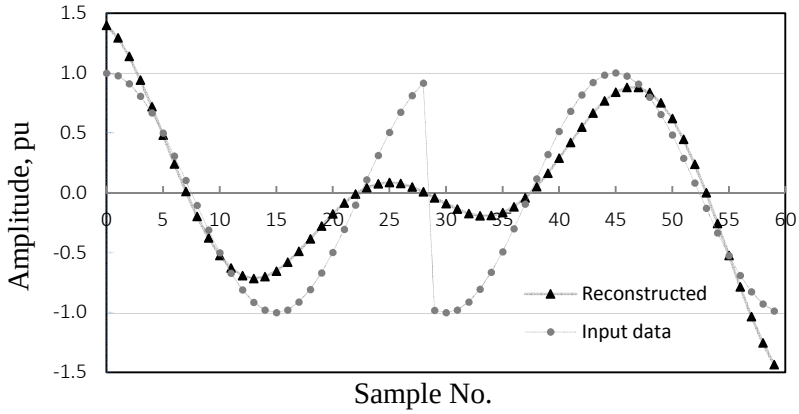


3.3. att. Starpības starp rekonstruēto signālu un novēroto ieejas signālu.

Starpības no tiem pašiem ievades datiem, bet novērtētiem, izmantojot tikai vektoru matemātisko modeli, ir vismaz 10^{13} reizes lielākas.

***Goodness of Fit* (atbilstības labums)**

Ir skaidrs, ka ideāli ģenerētiem signāliem (kas nav stacionāri) var tikt panākta ideāla atbilstība un starpības tiecas uz nulli. Lai testētu metodi, ir lietderīgi veidot signālu, ko nav iespējams aprakstīt ar vienu modeli (vienādojumu) visā mērījumu logā, piemēram, pēkšņs lēciens signāla fāzes nobīdē.



3.4. att. Ievades signāls ar pakāpiena maiņu fāzē un novērtētais signāls.

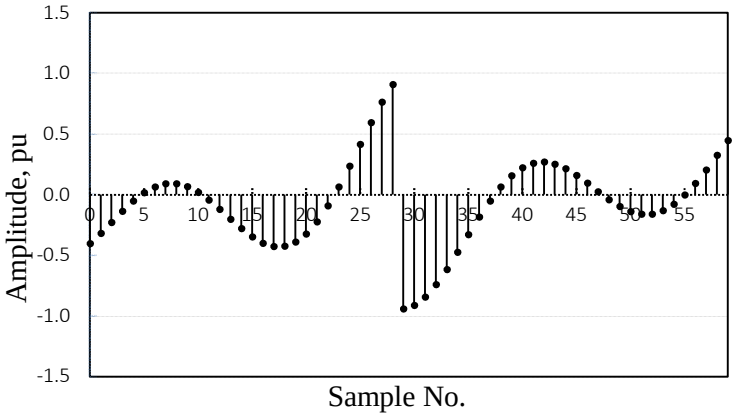
Metode nosaka rekonstruētā signāla vērtības, bet rodas jautājums – vai to kāds vēlas zināt? Vērtību atbilstība realitātei ir ārkārtīgi svarīga. Ja faktiskais ievades signāls ir norādīts blakus mērījuma deklarētajām vērtībām, tas ir neapstrīdami bezjēdzīgs – acīmredzami saderības nav.

Ar *GoF* būtu iespējams uzrādīt mērījuma ticamības līmeni. No [32] *GoF* ir izveidota kā pielāgojuma standartkļūdas salīdzinoša vērtība, kas tiek normalizēta un izteikta decibelos:

$$GoF = 20\log\frac{X'}{\sqrt{\frac{1}{(N-m)}\sum_{k=1}^{N}(u_k - v_k)^2}}, \qquad (13.)$$

kur N ir diskrēto vērtību skaits, m ir parametru skaits, kas tiek novērtēti, X' ir signāla amplitūda, u_k ir signāla nolasījuma vērtība un v_k ir novērtētā nolasījuma vērtība. Parametru ($N - m$) sauc par starpību brīvības pakāpi [33].

Aprēķinātais *GoF* ideālam ieejas signālam 3.2. attēlā ir 304 dB, savukārt 3.4. attēlā redzamajam signālam tas ir tikai 7 dB. Lielā atšķirība starp rezultātiem ir iemesls, kāpēc tiek lietota logaritmiskā skala. 3.2. attēla gadījumā *GoF* vērtība norāda, ka lietotāja pārliecībai, ka deklarētās vērtības tiešām parāda realitāti, vajadzētu krasi samazināties. Būtu nepieciešams uzdot papildu jautājumus, piemēram, kas tieši notiek šajā mērījumu logā. Vēl viens informācijas avots ir starpības, kas parādītas 3.5. attēlā.



3.5. att. Starpības starp novērtētā signāla un ievades signāla vērtībām ar 180 grādu fāzes nobīdes lēcienu.

3.5. attēla gadījumā algoritmam ir jāveic izvēle – vai pielāgot vērtības atbilstoši pirmajai sinusoidas daļai, vai otrajai. Abos gadījumos deklarētās vērtības nebūs vienlaikus atbilstošas nedz pirmās puses signālam, nedz arī otrās puses, bet algoritmam (arī *PMU*) kaut kādā veidā ir jāatrod iemesls šādai signāla uzvedībai, izmantojot informāciju, kas tam dod lietotājs (matemātisks vienādojums). Šajā gadījumā labākais pielāgojums veidojas, kad signālam ļoti strauji tiek samazināta frekvence, lai kompensētu lēcienu fāzē.

Novērtējuma algoritms tiek dēvēts par signāla parametru novērtēšana pēc mazākajām starpībām – *SEMPR* (*Signal Estimation by Minimizing Parameter Residuals*).

4. nodaļa. Vektorveidīgu modeļu ierobežojumi

Lai izprastu novērtēšanas algoritma ierobežojumus, nav lietderīgi izmantot signāla filtrēšanu, lai filtru artefakti nekropļotu izejas datus. Teorētiski trokšņa ietekmei uz algoritmu vajadzētu būt mazākai nekā industriālo *PMU* algoritmiem, jo *SEMPR* gadījumā netiek lietota fāzes diferencēšana, kas ir ļoti trokšņu jutīga operācija. Vēl viens ieguvums, nelietojot signāla filtrus, ir pilnībā neatkarīgi mērījumi.

Troksnis elektrotīklā kā fakts ir labi zināms, taču tas vēl joprojām ir ļoti maz izprasts process. Pastāv daudz dažādu "trokšņu" veidu, piemēram, signāla fundamentālās frekvences harmonikas, Gausa normālsadalījuma troksnis u. c. Daudzi no tiem ir sastopami elektrotīklā. Šis process kopā ar semantiskās kļūdas procesu veido kopējo traucējumu fonu un piedalās mērījumu kļūdā.

4.1. Trokšņu tipi un to ietekme

Signālu ģenerēšanas nolūkiem ir vairāki pieejami trokšņu modeļi (parasti to nosaukumi ir saistīti ar krāsām), bet *PMU* modelim ir loģiski izmantot tikai tos, kas ir sastopami elektrosistēmās. Tie ir:

- harmonikas komponentes;
- Gausa baltais troksnis;
- Brauna troksnis (saukts arī par sarkano troksni vai Brauna kustību);
- līdzsprieguma nobīde.

Harmonikas tiek definētas kā bezgalīgi daudz oscilējošu funkciju summa:

$$f(x) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t), \tag{14.}$$

kur $\frac{1}{2}a_0$ ir vidējā amplitūdas vērtība, a_n un b_n ir amplitūdas un n ir fundamentālās frekvences veselā skaitļa reizinātājs. Harmonikas rodas nelineāras slodzes rezultātā. Pamatojoties uz to, ka signālu harmonikas var iegūt no Furjē rindas (16.), un atbilstoši novērojumiem, ka elektrosistēmā visizteiktākās ir tieši trešā, piektā un septītā harmonika [34], to signālu formas ir viegli aprēķināmas. Harmonikām nevajadzētu pārsniegt 5 % no fundamentālās komponentes amplitūdas.

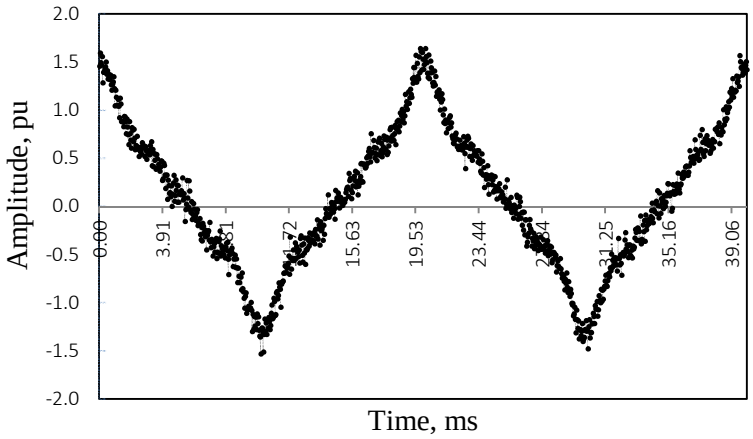
Otrs trokšņa tips, kas ir sastopams elektrotīklos, ir Gausa troksnis jeb normālā sadalījuma troksnis. Gausa troksnis tiek izmantots, lai simulētu dažādus nejaušus procesus sistēmā un visās saistītajās sistēmās tās tuvumā, sākot ar radio līdz kosmiskajai radiācijai. Šī signāla galvenā īpašība ir tā nejaušā daba un Gausa sadalījums. Trokšņa signāls tika izvēlēts ar standarta nobīdi 0,5, amplitūdu 3 % un vidējo vērtību 0.

Brauna troksnis jeb Brauna kustība (dēvēts arī par sarkano troksni *(red noise)*, brūno troksni) ir īpaša tipa troksnis, ko parasti asociē ar termālo degradāciju vai citām stabilitātes problēmām iekārtās un mērījumu sistēmās. Brauna troksni ir iespējams izteikt matemātiski kā integrētu baltā trokšņa signālu. Pieņemot, ka ξ_t ir nejauša Gausa trokšņa vērtība ar paredzēto vērtību $\mu = 0$, $X_t = \xi_t$, Brauna kustību ir iespējams iegūt pēc:

$$X_t = \int_0^t \frac{\mathrm{d}\xi(\tau)}{\mathrm{d}\tau}\mathrm{d}\tau. \tag{15.}$$

Līdzstrāva (*DC*) arī ir ļoti nevēlama komponente modernā maiņstrāvas sistēmā. Līdzstrāvu var inducēt taisngriežu kļūdainas darbības dēļ, un tas rada papildu nevajadzīgu silšanu citām iekārtām. Līdzstrāva var pārkarsēt ierīces un piesātināt transformatorus.

Ieejas signāla kopsumma ir dota 4.1. attēlā ar 10 % līdzsprieguma nobīdi.



4.1. att. Izkropļots ievades signāls.

Ģenerētais signāls sastāv no:

- fundamentālās frekvences 50 Hz un amplitūdas 1 pu;
- harmonikas – trešā, piektā un septītā – ar amplitūdām 0,2 pu, 0,12 pu un 0,08 pu;
- baltais Gausa troksnis ar 0,03 pu amplitūdu un vidējo vērtību 0;
- līdzsprieguma nobīde ar amplitūdu 0,1 pu.

4.2. Trokšņa efekts uz modeli

Ņemot vērā iepriekšējo pieredzi un veicot pētījumus par troksni, sadales sistēmās[1] reālistiskākas vērtības būtu:

- 0–3 % harmonikas;
- 0–1 % troksnis;
- 0–1 % līdzstrāvas nobīde.

SEMPR neizmanto filtrēšanu, tāpēc visiem traucējumiem ir efekts uz beigu deklarēto vērtību un pašu novērtēšanas procesu. Tiek izmantots summējošs traucējumu signāls. Jāatzīmē, ka trokšņu procesu patiesā daba un matemātiskie modeļi vēl joprojām ir diezgan nezināmi. “Summējoši traucējumi” šim modelim ir īpašība, kas tiek lietota, lai padarītu modeli pārraugāmu.

Vispirms tiek izmantots neliels Gausa troksnis (0,1 %), kas tiek pievienots 50 Hz signālam ar amplitūdu 1 pu un frekvences pārmaiņas ātrumu 0,3 Hz/s. Signāla un trokšņa summa pēc tam tiek padota uz *SEMPR* novērtējuma algoritmu. Rezultāti ir apskatāmi 4.1. tabulā.

[1] Eksperimentāli izpētīts autora maģistra darbā “Vadāmības traucējumu noteikšana un izpēte zemsprieguma elektrotīklā viedajām mērīšanas sistēmām”.

4.1. tabula

Novērtētās vērtības ar ievades signālu ar 0,1 % troksni

Mērāmā vērtība	**Ievade**	**Izvade**
Amplitūda, pu	1	1,00
Frekvence, Hz	50	49,99
ROCOF, Hz/s	0.3	0,33
Fāzes nobīde, rad	0	$5{,}00 \cdot 10^{-5}$

Ievērojama kļūda šajā mērījumā ir 1 mHz frekvences un 30 mHz/s frekvences pārmaiņas ātruma novērtējumos. Šis mērījums uzrāda *GoF* vērtību 69,63 dB.

GoF ir labs indikators mērījuma kvalitātei, piemēram, 70 dB norādītu, ka lietotais modelis atbilst vismaz par 99,999 % no reālās pasaules novērojuma. *GoF* vērtība krītas gadījumā, kad modelis nespēj atbildēt par nozīmīgu daļu no novērotā signāla, piemēram, kad fāze lec par 180^0 vai arī liela daļa no signāla ir troksnis/citi traucējumi. Ar *GoF* ir iespējams izvērtēt katra traucējuma efektu uz *SEMPR* un izvēlēto modeli (4.2. t4.2. tabula).

4.2. tabula

Novērtētās ievades signālu vērtības ar dažādiem trokšņiem

Mērāmais modelis / % pu	GoF, dB (Harmonikas)				GoF, dB (Gausa troksnis)				GoF, dB (Brauna kustība)				GoF, dB (līdzstrāvas nobīde)			
	0,1	1,0	1,5	3,0	0,1	1,0	1,5	3,0	0,1	1,0	1,5	3,0	0,1	1,0	1,5	3,0
Vektori	61	41	37	31	68	49	46	40	37	17	14	8	59	40	36	30
Kirkema vienādojums	61	41	37	31	69	49	46	40	37	18	14	8	59	39	36	30
Kirkema vienādojums ar harmonikām, līdzstrāva	304	318	310	307	69	49	45	39	51	29	20	8	264	233	231	246

- Redzams, ka Brauna kustība visvairāk ietekmē mērījumu. Tas ir saprotami, jo nejaušā signāla “staigāšana” palielinās līdz ar novērojuma laiku.

- Gausa troksnim ir mazāks traucējums pret mērījumu (jo vidējai vērtībai vajadzētu tuvoties 0), bet, tā kā nepastāv matemātisks modelis, kas varētu paredzēt trokšņa vērtības (nejaušas vērtības), tas ietekmē visus mērījumus vienlīdzīgi.
- Ar mazām *ROCOF* (salīdzināmas ar trokšņa signālu [26]) vērtībām, mērījums ir salīdzināms ar vektora modeļa mērījumiem, taču jāņem vērā, ka tiek uzskatīts, ka nelielās *ROCOF* vērtības ir svarīgākās.
- Harmonikas un līdzstrāvas nobīde var tikt izskaidrota modelī un tātad neietekmē mērījumu šo veidu traucējumu gadījumiem. Brauna troksnim modelis piešķir vismaz daļu no nejaušās staigāšanas amplitūdas līdzstrāvas nobīdei, tādēļ pielāgojums priekš "Kirkema vienādojums ar harmonikām, līdzstrāvu" nedaudz uzlabojas.

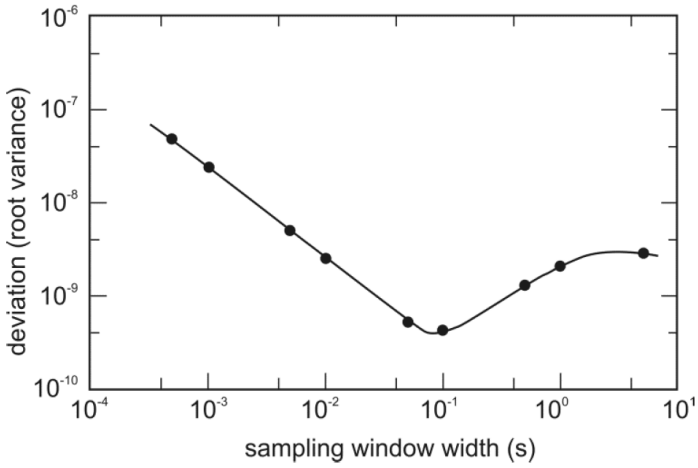
4.3. Allana dispersija

Allana dispersija jeb divu lasījumu dispersija ir labs veids, kā izmērīt algoritma stabilitāti laika domēnā. Allana dispersija ir plaši izmantota precizitātes pulksteņu un oscilatoru nozarē, lai noteiktu pulksteņu stabilitāti trokšņu ietekmē. Šos pašus principus var lietot arī *SEMPR* stabilitātes noteikšanā, trokšņainu signālu ietekmē.

Allana dispersija σ_y^2, kā to definēja un matemātiski aprakstīja Deivids Allans [35] un vēlāk [36], ir:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2}\langle(\Delta^2 x)^2\rangle = \frac{1}{2}\langle(\Delta y)^2\rangle\,, \tag{18.}$$

kur τ ir mērījuma intervāls un iekavas < > norāda kopas vidējo vērtību bezgalīgā laikā. Allana dispersiju aprēķina ļoti garām mērījumu virknēm – jo vairāk ir šo mērījumu, jo ticamāks ir novērtējums. Parasti aprēķinātā Allana dispersija grafiski tiek attēlota kā funkcija no mērījumu logu garumiem. Parasti tā izskatās līdzīgi 4.2. attēlā [37] redzamajai līknei. Palielinot mērījumu logu, dispersija samazinās, taču, veidojot pietiekami garus mērījumu logus, ir iespējams sasniegt dispersijas minimumu, pēc kura dispersija sāks palielināties. To parasti izraisa nestabili iekārtu parametri vai arī zemas frekvences troksnis (kā Brauna kustība).



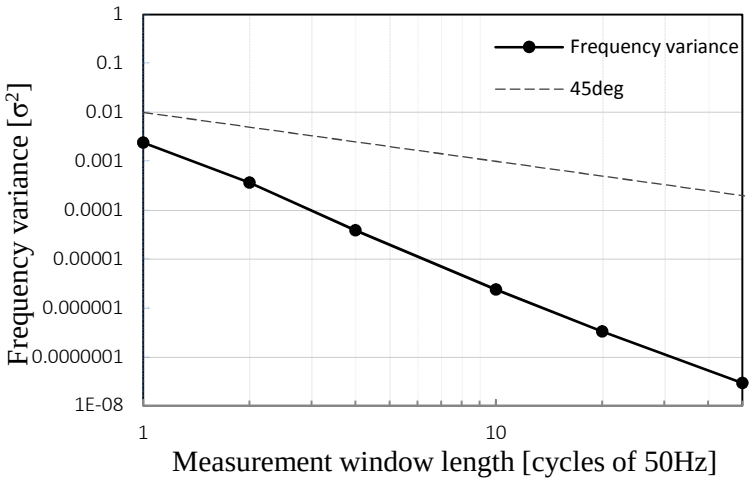
4.2. att. Dispersija kā mērījuma garuma funkcija [37].

Konstanti parametri mērījuma logā τ dod iespēju izmantot Allana dispersiju arī *SEMPR* frekvences novērtējumiem (konstantas vērtības visā mērījuma logā). Ideāli konstantus parametrus ir iespējams iegūt ar sintētiski ģenerētiem signāliem. Tas ļauj precīzi kontrolēt trokšņa parametrus un novērtēt *SEMPR* ierobežojumus noturībā pret trokšņiem un dažādiem mērījumu logu izmēriem τ.

Izvēlēts 1 % Gausa troksnis summējošo amplitūdas troksni ievades signālā ar dažādiem mērījuma logiem:

- 1 perioda (0,02 s)
- 2 periodu (0,04 s)
- 4 periodu (0,08 s)
- 10 periodu (0,20 s)
- 50 periodu (1,00 s)

Frekvences dispersijas rezultāti ir doti 4.3. attēlā, kur katrs punkts grafikā atbilst **100** mērījumu dispersijai pie 1 % summējoša Gausa trokšņa.



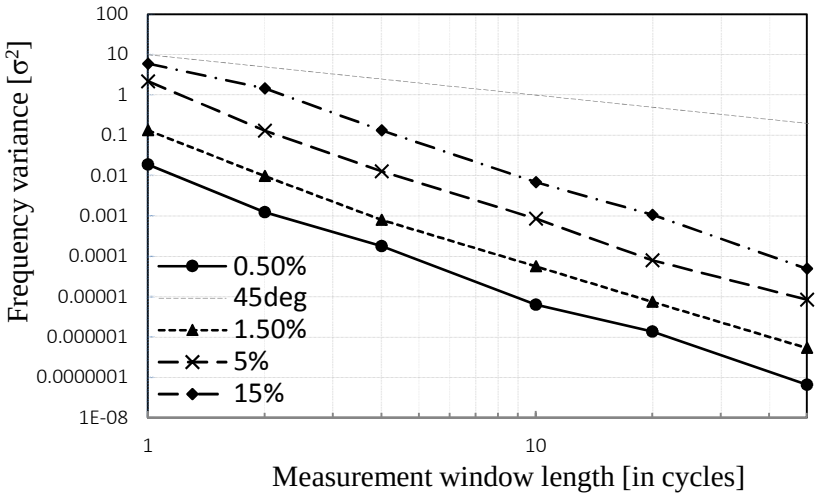
4.3. att. Allana dispersija frekvences kā mērījuma loga funkcija.

Ir redzams, ka ar garāku mērījumu logu dispersija samazinās. Grafika lineārais raksturs acīmredzami izriet no Gausa trokšņa īpašībām un definīcijas par vidējo vērtību, kas tiecas uz 0 ilgākā laika periodā un vairs tik ļoti neietekmē dispersijas vērtību.

Izmantojot lielākas amplitūdas troksni, mainīsies arī dispersija. Tiek pieņemtas dažādas Gausa trokšņa amplitūdas:

- 0,5 %
- 1,5 %
- 5 %
- 15 %

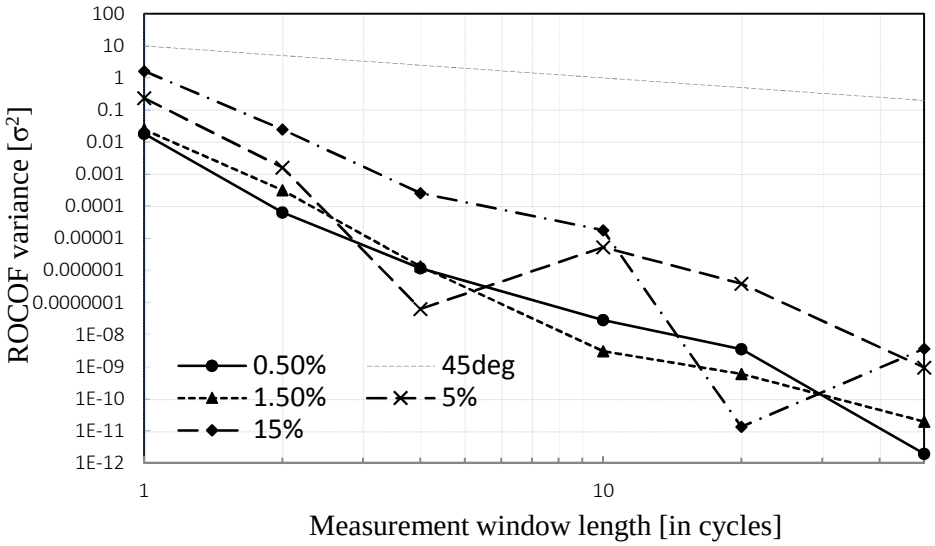
un pievienotas ievades signālam. Rezultātus frekvences dispersijai var redzēt 4.4. attēlā.



4.4. att. Allana dispersija frekvences vērtībai kā mērījuma loga garuma funkcija pie dažādām trokšņa amplitūdām.

Interesanti, ka neatkarīgi no trokšņa amplitūdas frekvences novērtējums turpina samazināšanās tendenci un apstiprina to, ka frekvences mērījums iegūst stabilitāti pie garākiem mērījumu logiem.

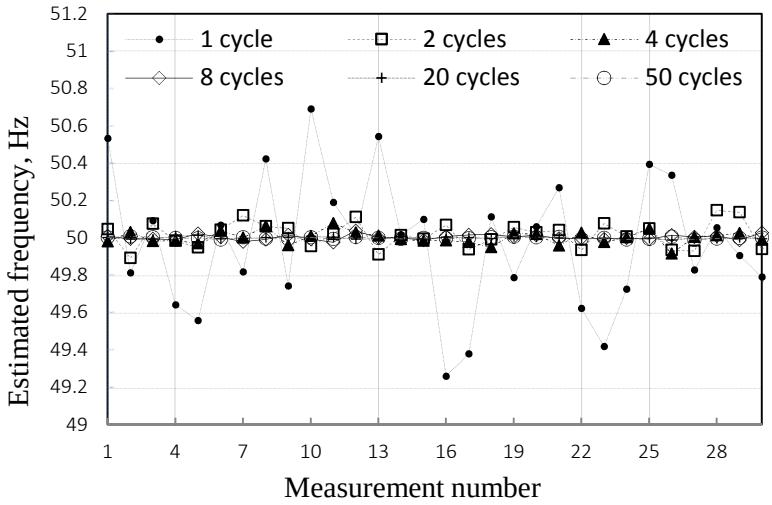
Energosistēmu gadījumā ļoti nozīmīgs parametrs ir *ROCOF*. Ģenerētajos sintētiskajos signālos frekvences pārmaiņas ātrums ir 0 Hz/s, bet, ja algoritmam ir atļauts to meklēt, ir iespējams, ka pastāv *ROCOF* piešķirta vērtība, kas labāk der modelim (šim vajadzētu būt izteiktākam efektam mazāku mērīšanas logu gadījumos). *ROCOF* vērtība parasti ir ļoti neliela, tāpēc to ļoti spēcīgi ietekmē traucējumi. Tāpēc ar piešķirtajām Gausa trokšņa vērtībām, novērtējumiem pie maziem mērījumu logiem, jābūt nestabilākiem. *ROCOF* dispersija kā mērījuma loga garuma funkcija vairākiem trokšņu līmeņiem ir parādīta 4.5. attēlā.



4.5. att. Allana dispersija frekvences pārmaiņas ātruma vērtībām dota kā mērījuma loga garuma funkcija ar dažādu trokšņu amplitūdām.

Kļūst skaidrs, ka *ROCOF* no garākiem novērojumu logiem iegūst vēl vairāk nekā frekvences mērījums (tas nav pārsteidzoši, ņemot vērā, ka *ROCOF* ir frekvences atvasinājums). Īsi mērīšanas logi sniedz ļoti svārstīgas *ROCOF* vērtības, pat tad, ja *ROCOF* ir konstants un 0. Tas rada grūtības frekvences un *ROCOF* mērīšanā ar aizvien lielākiem ātrumiem un īsākiem logiem. Pastāv iespēja, ka *ROCOF* (kas ir aptuveni piecas kārtas mazāks nekā frekvences vērtība [32]) nav iespējams mērīt ar ekstra īsiem mērījumu logiem pat pie nelielām trokšņa vērtībām (salīdzinot ar pašu *ROCOF*). Veidojas potenciāla problēma, jo *PMU* ir nepieciešams ziņot par vērtībām ļoti īsos laika intervālos (pāris periodi) un pastāv spiediens šo laiku vēl samazināt.

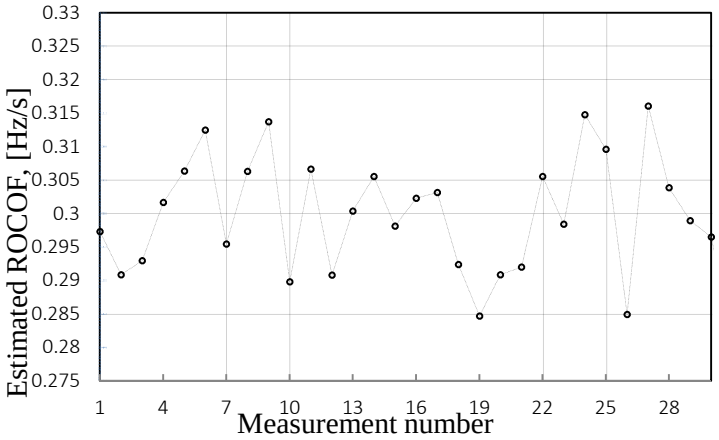
Lai uzskatāmi parādītu, cik ļoti svārstīgas ir šīs vērtības, 4.6. attēlā tiek uzrādītas frekvences vērtības katram mērīšanas loga garumam.



4.6. att. Novērtētā frekvence ar 5 % pievienotu Gausa troksni.

Viena perioda mērījumu dispersija ir ļoti liela (no 49,2 Hz līdz 50,2 Hz), un tikai garāki mērījumu logi konverģē tuvāk 50 Hz.

ROCOF dispersija 4.7. attēlā dota 50 periodu mērījumiem.



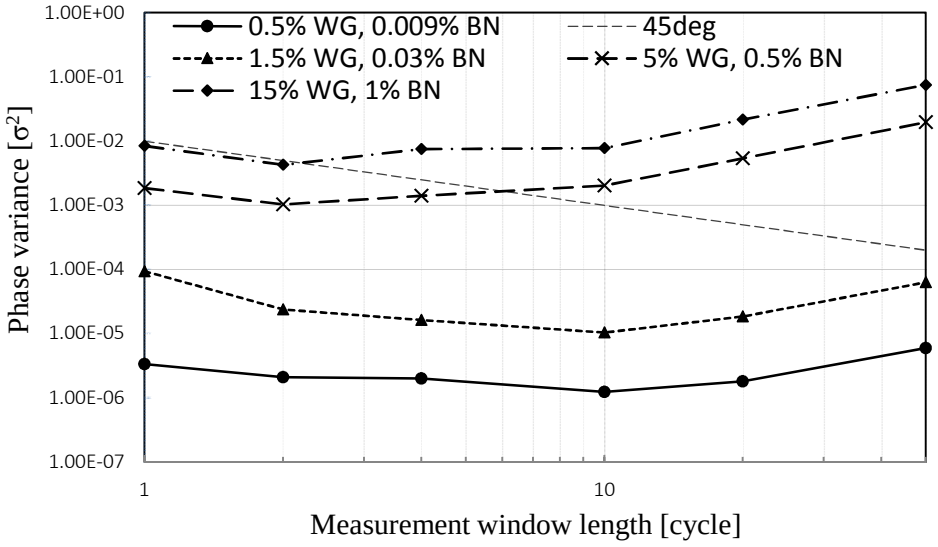
4.7. att. Novērtētais *ROCOF* ar pievienotu 5 % Gausa troksni un mērījuma logu 50 periodi.

Ņemot vērā grūtības *ROCOF* atšķiršanā no trokšņa, kļūst skaidrs, ka garāki mērījuma logi mazina šo dispersiju, ar 50 periodu mērījumu logiem baltā trokšņa efekts sarūk un maksimālā kļūda vairs ir tikai aptuveni 15 mHz/s.

Otra tipa troksnis ir zemas frekvences Brauna kustība jeb sarkanais troksnis. Brauna kustības amplitūdas līmeņi ir izvēlēti šādi:

- 0,009 %;
- 0,03 %;
- 0,5 %;
- 1 %.

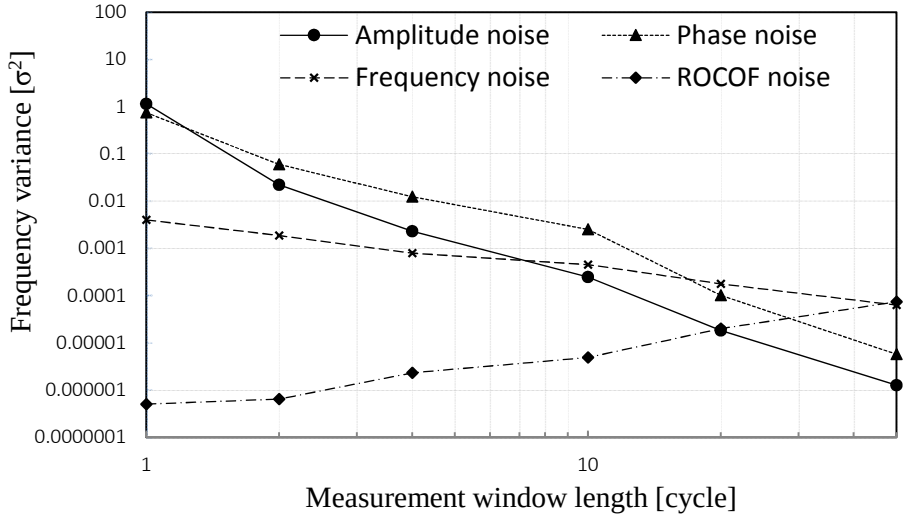
Kombinētām trokšņu vērtībām ar Gausa troksni un Brauna kustību rezultāti fāzes nobīdes mērījumiem doti 4.8. attēlā.



4.8. att. Allana dispersija fāzes mērījumiem dažādu līmeņu Gausa un Brauna trokšņu ietekmē kā mērījuma loga izmēra funkcija.

Redzams, ka līknēm veidojas minimums. Ar doto izšķirtspēju var novērot, ka optimālais mērījuma loga garums 0,5 % Gausa un ļoti nelielas 0,009 % Brauna kustības gadījumā ir 10 periodi. Lielu trokšņu vērtību minimālā dispersija veidojas divu periodu logiem. Pēc būtības šis ir tīri matemātisks aprēķins, ko būtu iespējams veikt jebkurā *PMU* iekārtā kā mērījumu pēcapstrādi.

Pievienojot dažāda veida trokšņus katram parametram Kirkema 22. vienādojumā, ir iespējams novērot, ka to efekti ir atšķirīgi. Ar atsevišķi pievienotām 5 % Gausa trokšņa vērtībām, frekvencei, frekvences pārmaiņas ātrumam un fāzes nobīdei ir redzams, ka tas ietekmē Allana novirzi katram parametram citādi (4.9. attēls).



4.9. att. Frekvences novērtējuma dispersija pēc dažādu tipu trokšņiem dažādu izmēru mērījumu logiem.

- *ROCOF* trokšņu rezultātos ir vismazākā dispersija. Tas ir skaidrojams ar niecīgo *ROCOF* lomu modelī [26]. Savukārt *ROCOF* novērtējums ir ļoti līdzīgs novērtējumiem trokšņa signālam, un būtībā visas *ROCOF* dispersijas vērtības ir lielas.
- Visnozīmīgākie trokšņi ir amplitūdas trokšņi un fāzes nobīdes trokšņi. Šis arī ir iemesls, kāpēc tie parasti ir atšķirti viens no otra un tiek pētīti kā atsevišķas funkcijas.
- Frekvences troksnis teorētiski nevar tikt atšķirts no fāzes trokšņa, taču, tā kā tas ir fāzes trokšņa atvasinājums, tā ietekme tiek mazināta.
- Interesantā kārtā daži trokšņi izraisa dispersijas palielināšanos lielākos mērījumu logos. Tas ir redzams pie frekvences trokšņa amplitūdas un fāzes novērtējumiem.
- Lai arī *ROCOF* trokšņa ietekme uz novirzi ir ļoti maza, tā palielinās ar vērošanas laiku un pie vienas sekundes tā ir sasniegusi līdzīgu ietekmi novērtētā parametra novirzē kā pārējie trokšņi. Šis norāda uz vienas sekundes novērojumu kā robežu, kur *ROCOF* un frekvences trokšņi varētu pārņemt amplitūdas un fāzes trokšņus. Vismazākajai dispersijai viena sekunde varētu kļūt optimāla, jo, kamēr mērījumu logs palielinātos, amplitūdas un fāzes trokšņa ietekme samazinātos, taču frekvences un *ROCOF* trokšņu ietekme palielinātos, izraisot tādu pašu novērtējuma novirzi.

4.4. Diskretizācijas dispersija

Pastāv vairākas līdzīgas teorēmas – daļējās diskretizācijas teorēma [38], Valša diskretizācijas teorēma [39], Žu diskretizācijas teorēma [40] utt. Fakts, ka pastāv tik daudz saistītu teorēmu, norāda, cik nozīmīga ir signālu apstrāde modernās

komunikācijas, kontroles un mērījumu sistēmās. Taču visas šīs teorijas ir saistītas un balstās uz vienu un tām pašām Harija Nikvista [41] un Kloda Šennona [12] teorēmām.

Ja signāla $f(t)$ spektra josla ir ierobežota, tad to var pilnībā aprakstīt ar bezgalīgu vērtību virkni, kas atlasītas vienādā atstatumā ½W sekunžu intervālā (ja $f(t)$ nesatur citas frekvences, kas ir augstākas par W periodi/sekundē):

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{n}{2W}\right) \frac{\sin 2\pi W\left[t - \left(\frac{n}{2W}\right)\right]}{2\pi W\left[t - \left(\frac{n}{2W}\right)\right]}, \qquad (16.)$$

kur n ir atlasītā vērtība iegūta ar A/D diskretizāciju. Šāda signāla spektrs $f(t)$ ārpus ierobežotās joslas W ir 0.

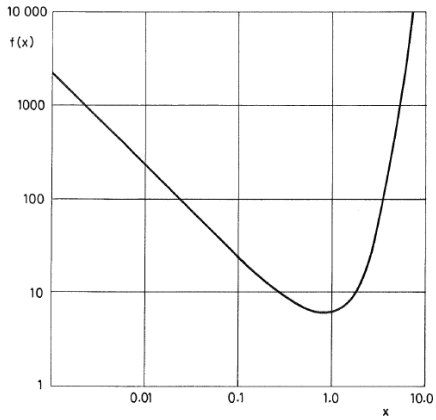
Lielākais izaicinājums reālās pasaules lietojumos ir tas, ka neviens reāls signāls nav perfekti joslā-ierobežots, nedz arī filtrēts, lai panāktu ideāli ierobežotu spektru. Turklāt, lai signālam nebūtu nekādas enerģijas ārpus ierobežotās frekvences joslas, šim signālam būtu jābūt bezgalīgam laikā.

Šo *PMU* sistēmu ražotāji ir paturējuši prātā un, apzināti vai nē, katrs ražotājs izvēlas savu piegājienu. Reālās ierīcēs diskretizācijas ātrums var būt no 24 līdz 512 vērtībām katrā periodā. Šis fakts rada jautājumu – vai gadījumā diskretizācijas ātrums nav pārāk liels vai mazs? Diskretizācijas ātrums mūsdienās ir kas tāds, ko var izmainīt ar programmatūras (aparātprogrammatūras) atjauninājumu, tātad tas ir izdarāms, taču kāds būtu optimālais diskretizācijas solis? Teorētiski to varētu noskaidrot ar mērījumu statistiku un to dispersiju.

1968. gadā Karls Johans Ostrums [42] apskatīja vairākus diskretizācijas soļus N paraugiem vienādos atstatumos h. Apskatot stohastisko diferenciālvienādojumu:

$$\mathrm{d}x = -\alpha x \mathrm{d}t + \mathrm{d}w, \qquad (17.)$$

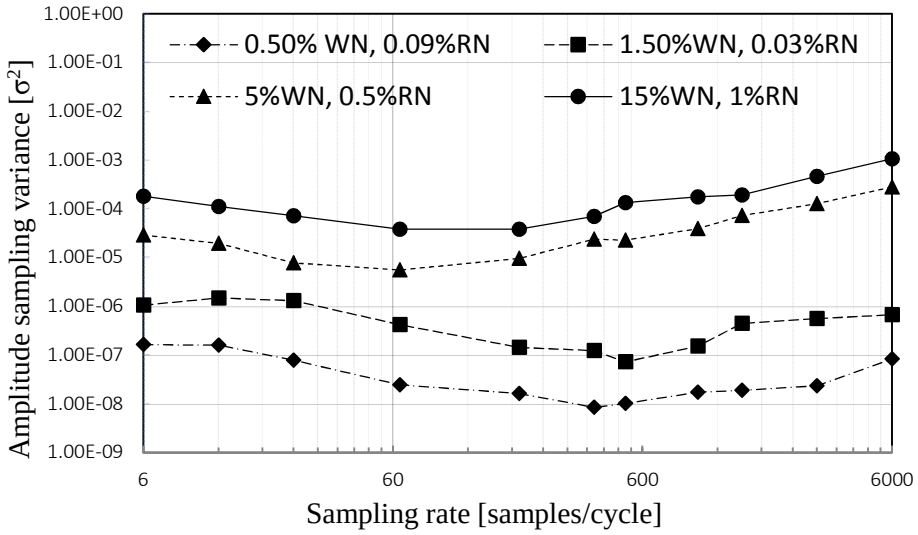
kur α ir parametrs, kas tiek novērtēts, $\{w(t)\}$ ir nejaušā kustība (Vīnera process) un vērtības x ir diskretizācijas intervāls vienādos atstatumos h. Mazākā dispersija tad ir matemātiski aprēķināma un parādīta 4.10. attēlā.



4.10. att. Funkcijas $f(x) = (e^{2x} - 1)x^{-2}$ grafiks. Novērtējuma dispersija α, izmantojot N vērtības ar atstatumu h ir $\alpha^2 f(\alpha h)/N$. [42].

Optimāla diskretizācijas soļa izvēle ir h_0 – 0,797/α, kas dod vismazāko dispersiju $\hat{\alpha}$. Dispersija ievērojami palielinās pie diskretizācijas soļa ar zemākiem intervāliem par h_0.

Apsverot *SEMPR* praktisko lietojumu, būtu iespējams noteikt optimālo diskretizācijas frekvenci, kas būtu balstīta uz konkrētā signāla sastāva komponentēm (harmonikas un troksnis, ne tikai Vīnera process). Šādā gadījumā optimālais izlases ātruma optimums tiktu uzrādīts kā dispersijas vērtību minimums, bet tā vietā, lai mainītu novērošanas laiku, tiktu mainīts diskretizācijas solis (vai abi). Šo parametru ir iespējams noteikt eksperimentāli, lietojot *SEMPR*. Diskretizācijas novirzi apraksta tie paši matemātiskie modeļi kā Allana novirzi, bet tā vietā, lai vidējotu mērījumus pēc aizvien pieaugoša mērījumu loga, šeit jāizmanto arvien mazāki diskretizācijas soļi, paturot mērījumu logu konstantu. Eksperimentālie rezultāti parādīti 4.11. attēlā.



4.11. att. Diskretizācijas soļa dispersija amplitūdas novērtējumam.

Simulāciju rezultāti rāda interesantu tendenci, kas norāda uz dispersijas minimumu. Var izdarīt vismaz sšādus secinājumus:

- optimālā diskretizācijas frekvence samazinās līdz ar lielāku trokšņa ietekmi;
- ar samērā reāliem trokšņu līmeņiem (0–3 %) optimālā diskretizācijas frekvence ir starp 192 un 512 lasījumiem katrā periodā (šajā simulācijā tuvākais punkts optimumam ir 384 lasījumi katrā periodā). Šis rezultāts ir tajā pašā kategorijā kā mikro *PMU*, tādējādi var secināt, ka diskretizācijas frekvence šīm iekārtām varētu būt tuvu optimālajām vērtībām.

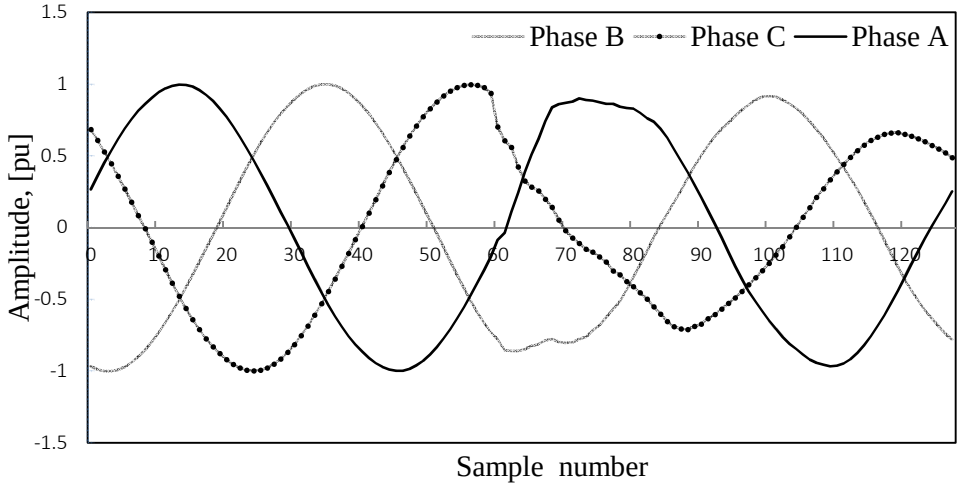
Tas norāda, ka būtu ir jāizvairās no nepietiekamas un pārāk lielas signāla diskretizācijas, kā arī to, ka matemātiski iespējams aprēķināt optimālo diskretizācijas frekvenci, kas balstīta uz konkrētu signālu.

Lai arī optimums ir acīmredzams, kopumā līknes ir lēzenas, un šī aprēķina lietderību būtu jāpierāda praktiski reālos mērījumos un iekārtās.

5. nodaļa. Eksperimentālo datu analīze

Pētījuma laikā ASV *AEP* (*American Electric Power*) dalījās ar reālas elektropārvades sistēmas datiem. Diemžēl visi mēģinājumi iegūt līdzīgus datus no Latvijas elektropārvades sistēmas operatora AST (AS "Augstsprieguma tīkls") bija neveiksmīgi. Tāpēc ar *AEP* atļauju visa anonimizēto reālo datu analīze tika veikta ar pieejamo *EHV* (ekstra augstā sprieguma 345 kV 60 Hz) sistēmas datiem.

Nozīmīgu sistēmas notikumu (īsslēgumi, pārslēgumi u. c.) laikā ir īpaši interesanti apskatīt reālo sistēmas oscilāciju viļņu formas, kuras piemērs no *AEP* datiem dots 5.1. attēlā. Var novērot, ka amplitūda mērījuma loga otrajā periodā, fāzē C ir ievērojami zema un *SEMPR* varētu pielāgoties izmantojot (14.). Notikuma laikā C fāzē strāvas vērtība pārsniedz 500 A.

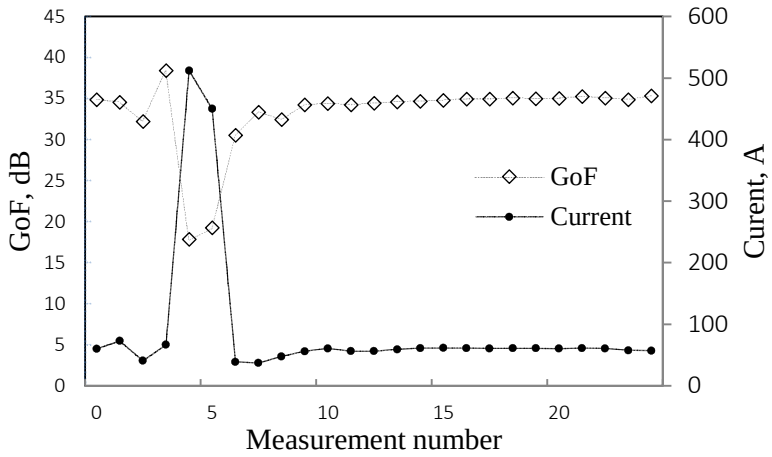


5.1. att. Notikums 345 kV *EHV* trīs fāžu sistēmā.

Kopā ar sprieguma formu tika nodrošinātas arī industriālā *PMU* deklarētās vektoru vērtības, tāpēc ir iespējams aprēķināt šīs *PMU* iekārtas *GoF* katram mērījumam.

Vienmērīgas sistēmas darbības gadījumā pāris periodus pirms notikuma *GoF* līmenis mērījumiem ir 34,88 dB. Starpību maksimālās vērtības ir ap 0,03 pu jeb 3 % no primārās komponentes.

GoF aprēķins tika veikts katram mērījumam datiem par vienu sekundi, un rezultāti doti 5.2. attēlā. Līdzās *GoF* vērtībām dotas strāvas vērtības, kas precīzi norāda notikuma ilgumu.



5.2. att. Atbilstības labums *GoF* 60 mērījumiem (1 sekunde) ar atbilstošajiem strāvas mērījumiem fāzē C.

Notikuma laikā *GoF* vērtības ievērojami samazinās (aptuveni par 20 dB), un *GoF* vērtību iekritums atbilst palielinātās strāvas intervālam.

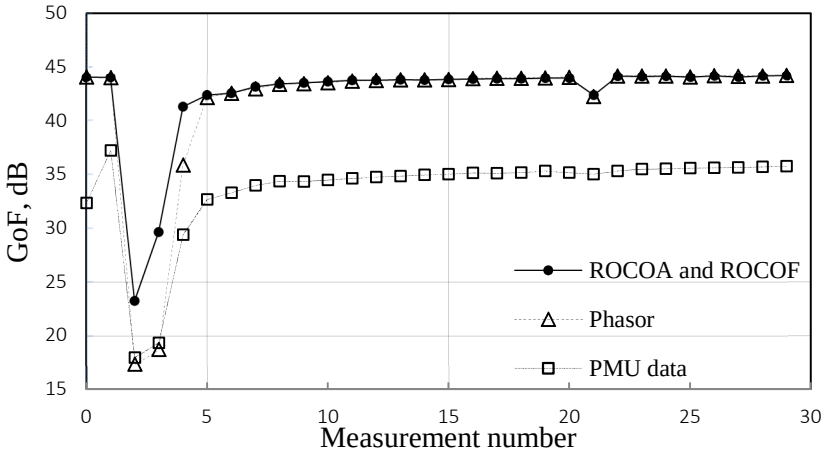
Jāņem vērā tas, ka *GoF* vērtības sistēmas normālas darbības laikā ir vairāk vai mazāk vienmērīgas un starpību vērtības arī.

5.1. Reālu datu novērtēšana dažādiem matemātiskiem modeļiem

SEMPR galvenā priekšrocība ir tas, ka tā mērījumu modeļus var brīvi izvēlēties, tādējādi var tikt lietoti dažādi modeļi (kā arī ar iespējams darbināt tos vienlaikus kā paralēlus procesus). Ir vismaz trīs modeļi, ko ir vērts apskatīt:

- vektoru modelis (6.);
- Kirkema modelis bez *ROCOA*;
- Kirkema modelis ar *ROCOA* (14.).

Visi mērījumi ir veikti ar vienādu divu periodu mērījumu logu un vienādu vienas sekundes datu kopu (fāze C). *GoF* metrika mērījumiem ir parādīta 5.3. attēlā.

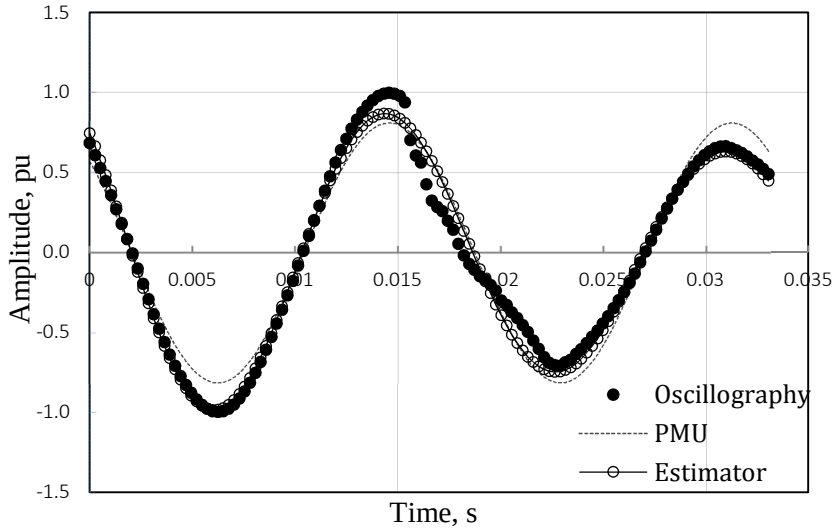


5.3. att. *GoF* aprēķins *SEMPR* mērījumiem salīdzinājumā ar *PMU* deklarēto vērtību *GoF* aprēķinu.

Šajā piemērā *SEMPR* panāk labāku signāla reprezentāciju, it īpaši – notikuma laikā. Sistēmas nominālās darbības laikā *SEMPR* uzrāda rezultātus, kas ir aptuveni par 8 dB labāki nekā *PMU* vērtības, bet notikuma laikā pastāv 11 dB atšķirība. Līdzīgas *GoF* vērtības sistēmas nominālas darbības režīmā norāda, ka nominālos apstākļos vektora modelis ir līdzīga labuma reālās pasaules reprezentācijas modelis kā pārējie.

Novērtētās vērtības notikuma laikā (mērījums Nr. 3) ir 1,072 pu amplitūdai, –8,848 pu/s *ROCOA*, 60,639 Hz frekvencei, –33,727 Hz/s *ROCOF* un 46,071° fāzes nobīdei. Tas norāda, ka amplitūdu *SEMPR* novērtē kā strauji krītošu ar pārsteidzoši lielu sprieguma samazināšanās ātrumu 28 pu sekundē jeb 0,23 pu katrā periodā. Tas nozīmē, ka vienā periodā sprieguma līmenis spētu kristies par vismaz 81 kV. *ROCOF* vērtība arī norāda frekvences palēnināšanos par 33 Hz sekundē.

Kopaina dota 5.4. attēlā.



5.4. att. *SEMPR* algoritma signāla rekonstruētās vērtības kopā ar *PMU* rekonstruētajām vērtībām un reālajiem oscilogrāfijas datiem.

Ir skaidri redzams, ka *SEMPR* veido tuvākus signāla novērtējumus un priekš plašām reālās oscilogrammas datu daļām, *SEMPR* rekonstrukcijas un oscilogrammas līnijas nav atšķiramas ar neapbruņotu aci, kamēr *PMU* datu rekonstrukcija virsotņu vērtības novērtē par zemu pirmajā mērījuma pusē un tad otrajā pusē novērtē tās par augstu.

5.2. Eksperimentālo datu dispersijas analīze

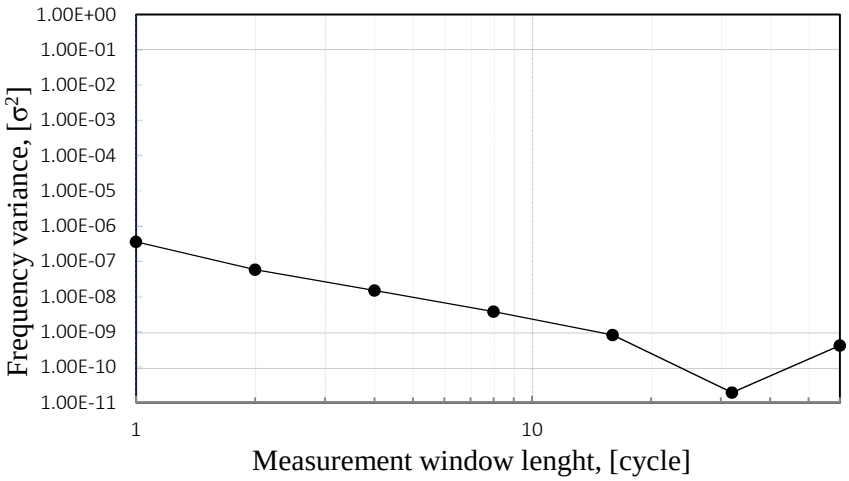
Novērtējot tos pašus *AEP* datus, kas izmantoti mērījumu *GoF* analīzei, redzams, ka notikums sistēmā norisinās datu kopas pašā sākumā. *PMU* skatās uz kļūdu ar divu periodu mērījumu logu intervālu, taču *SEMPR* ir spējīgs mērījumus veikt pat ar pusperioda logiem un četru periodu logiem (principā ierobežojumi nepastāv).

Ar mērīšanas loga sarukšanu iespējams iegūt šķietami vairāk detalizācijas, bet ar pusperiodā deklarētajām vērtībām tiek iegūta arī ļoti liela mērījumu dispersija, it

īpaši datu kopā, kas apraksta notikumu sistēmā. Frekvence šķietami lec līdz 68 Hz un tad krītas līdz 52 Hz, veidojot 16 Hz atšķirību starp diviem blakus esošiem pusperiodiem, kas nav loģiski (nav fiziski iespējams). Tai pašā laikā signāls tikai nedaudz atgādina sinusoīdu, tāpēc mērījumi tikai nedaudz atgādina ticamu informāciju.

Ir ļoti svarīgi šajā posmā pievērst uzmanību *SEMPR* un mērījuma nozīmei. Pirmkārt, 52 Hz vērtība acīmredzot izvēlētajā algoritmā sniedz vismazāko starpību vērtības, un nav nozīmes apšaubīt metodi. Otrkārt, jāņem vērā, ka algoritms meklē koeficientu vektoru modelī (6.) un pat pēc vizuālā izskata šis signāls nav vektors. Modelis šī signāla aprakstīšanai ir neloģisks. Mēs saņemam norādi uz to ar *GoF* vērtībām, ka mērījums, kas radīja 52 Hz, ir 26 dB nevis vienmērīgs 44 dB, kā pārējā datu masīvā.

Tālākai dispersijas analīzei *AEP* dati nav piemēroti, lai varētu atspoguļot Allana dispersijas aprēķinus, jo ļoti vienkārši nav pietiekami daudz datu. Lielāki datu apjomi, ko uzticēja Alekss Makekerns no *Power Standarts Laboratory*, pieejami no µPMU iekārtas [21]. Dati ir ar diskretizācijas frekvenci 512 vērtības periodā, un kopējais datu apjoms vidējā sprieguma sadales tīkla mērījumiem ir 30 sekundes. Analizējot datus, var redzēt, ka tie ir ļoti trokšņaini un pēc spektrālās analīzes signāls satur trešo, piekto un vienpadsmito harmoniku, kā arī augstas frekvences troksni. Datu kopa ir par sistēmas nominālu darbības periodu, tāpēc tā vērtībām vajadzētu būt samērā stacionārām un jābūt iespējai noteikt Allana dispersiju (5.5. attēls).



5.5. att. Allana dispersija frekvences mērījumiem vidsprieguma sadales tīklā.

Katrs punkts atspoguļo Allana dispersiju, kas aprēķināta dažādam skaitam mērījumu, jo datu kopa ir ierobežota. Pastāv minimums pie 32 periodu mērījumu loga, kas norāda uz aptuveni pussekundes *PMU* vērtību ziņošanas intervālu. Tas ir krietni par lēnu, ņemot vērā to, kas tiek sagaidīts no *PMU* iekārtām.

Secinājumi

Ideja par mērīšanas procesu kā matemātiska modeļa atrisināšanu sniedz priekšrocības laikā mainīgu signālu analīzei un to parametru noteikšanai. Eksperiments, veicot mērījumu ar līkņu pielāgošanu, pierāda to, ka mērīšanas darbību ir iespējams veikt vairākos veidos, tomēr beigu rezultāts nedrīkst būt atkarīgs no lietotās metodes. Vēl jo svarīgāk, tas uzsver to, ka mērījums ir darbība, kurā tiek izmantoti signāli no reālās pasaules, lai noteiktu parametrus matemātiskajā modelī. Šis modelis gandrīz vienmēr ir vienkāršota realitātes versija.

Mērījums kā vienādojuma atrisinājums dod iespējas konceptuālo modeļu uzlabošanai un pielāgošanai novērotajai realitātei. Šajā gadījumā tiek izmnatots Kirkema vienādojums tā vietā, lai paļautos vienīgi uz vektora modeli. Tas uzrāda priekšrocības reālās pasaules lietojumos. Reālām *PMU* iekārtām tas dod vairākas brīvības pakāpes amplitūdai un frekvencei, lai parametri varētu tikt pielāgoti laikā mainīgu signālu noteikšanā.

PMU šobrīd ir viena no visietekmīgākajām modernajām mērierīcēm energosistēmā, it īpaši nestabilām elektrosistēmām. Sistēmas kontroles un uzraudzības nolūkiem būtu iespējams lietot *PMU* arī sadales tīklu sistēmās, kur to pietojamība līdz ar izkliedētās ģenerācijas un salas režīmu ienākšanu tikai pieaugs. Protams, spēcīga telekomunikāciju sistēma ir būtisks priekšnoteikums sinhronizētiem mērījumiem.

Pētījumi liecina, ka *PMU* ir grūtības ar signāliem, kas ir pārejas procesā. Šis fakts radīja grozījumus *IEEE PMU* standartā. Tam tā nevajadzētu būt, un nav iemesla, kāpēc *PMU* ziņotās vērtības nebūtu jāņem vērā pārejas procesu laikā pie iekārtu testēšanas. Reālajos apstākļos *PMU* turpina ziņot par sistēmas parametriem arī pārejas procesu laikā, tāpēc ir svarīgi zināt ticamības pakāpi šīm vērtībām, jo bieži tas ir svarīgas sistēmas stabilitātes nodrošināšanā. Šādos gadījumos ir lietderīgi izmantot *GoF*.

Jaunā metrika, ko sauc par *Goodness of Fit*, vispirms tika ieviesta un integrēta *SEMPR*. *GoF* metrika [5] ir uzrādījusi augstu potenciālu noderīgumam reālās *PMU* iekārtās un to sistēmās. Metrika reālā laikā norāda uz saderības pakāpi starp reāli novēroto signālu (kas mainās līdz ar elektrosistēmu) un nomērītajiem lielumiem (*PMU* deklarētās vērtības). *GoF* līmenis var tikt aprēķināts jebkurā *PMU*, un šis aprēķins ir vienkāršs un nav atkarīgs no mērīšanas metodes. *GoF* pierāda, ka ar ideālu sintētisku signālu *SEMPR* veic tikpat ideālus mērījumus. *GoF* pierādīta kā ļoti daudzsološa metrika lielai daļai digitālo mērījumu.

Eksperimenti ar dažādiem trokšņiem parāda Brauna kustības lielo ietekmi uz mērījumiem. Mazāka ietekme ir Gausa troksnim, bet harmoniku matemātisko modeli ir iespējams pielāgot mērījumu modelī, tādējādi samazinot to ietekmi līdz minimumam.

Veiktie aprēķini liecina, ka *ROCOF* patiesībā ir niecīgs mainīgais matemātiskajā modelī un tā pienesums beigu rezultātā ir trokšņu līmenī. Lai turpmāk uzlabotu *ROCOF* mērījumus, būtu nepieciešams veikt pētījumus par traucējumiem/trokšņiem elektrosistēmās un to fizikālajiem/matemātiskajiem

modeļiem. Pašlaik *ROCOF* mērījums šķiet samērā bezjēdzīgs, pirms nav ievērojami uzlabota izpratne par to [43].

Izmantojot Allana dispersijas statistiskās analīzes metodi, frekvences un *ROCOF* mērījumi uzrāda ilgāku mērījumu logu pozitīvo ietekmi uz mērījuma stabilitāti (ievērojami vairāk, nekā tas ir amplitūdas un fāzes nobīdes mērījumiem).

Ieviešot sintētisku semantisko krāsošanu (Brauna kustību) un pamatojoties uz Allana dispersijas aprēķiniem, pierādīts, ka pastāv optimāls mērījuma loga garums. Šis optimums mainās atkarībā no signāla satura (trokšņa līmeņa un tā veida). Piemēram, fāzes nobīdes mērīšanas ar mazāku trokšņu amplitūdu (līdz 1,5 % Gausa trokšņa (WG) un 0,3 % Brauna (B)) optimums ir aptuveni 10 periodi, bet lielākām trokšņu amplitūdām (līdz pat 15 % WG un 1 % B) tas ir aptuveni divi periodi.

Eksperimentāli parādīta jauna statistiskās analīzes metode – diskretizācijas dispersija. Pierādīts, ka reāliem signāliem pastāv optimāla diskretizācijas soļa vērtība atkarībā no konkrētā signāla un trokšņa vieda un amplitūdas. Nelielām trokšņu amplitūdām (0,5 % WG un 0,09 % B) optimālais diskretizācijas solis ir 384 vērtības/periodā, bet lielākas amplitūdas trokšņiem (15 % WG un 1 % B) optimums veidojas ap 100 vērtībām/periodā. Tipiskākiem 1,5 % WG un 0,03 % B trokšņu līmeņiem diskretizācijas dispersijas optimums tika novērots pie 512 vērtībām/periodā, ko arī izmanto μPMU [21].

Balstoties uz iegūtajiem *SEMPR* un *PMU* deklarētajiem rezultātiem, ir pierādīts, ka *PMU* patiešām risina vektoru vienādojumus, veicot mērījumus (lai arī neapzināti). Tomēr lielā daļā gadījumu elektroenerģijas sistēmas signāli neatbilst klasiskajam vektora modelim. *GoF* metrika parāda, ka Kirkema vienādojums būtu labāks risinājums, jo piešķir vairāk brīvības pakāpes mēriekārtai, lai tās matemātiskais priekšstats par signālu spētu mainīties līdz ar signālu. Izmantojot Kirkema modeli, tas uzrādīja vismaz 6 dB uzlabojumu *GoF*.

Pēc statistiskās analīzes metožu lietošanas reālajiem elektrosistēmu datiem jāsecina, ka īsāki mērījumu logi ne vienmēr ir labākais risinājums un ir jāmeklē kompromiss. Ņemot vērā nelielo *ROCOF* signāla ietekmi uz kopējo rezultātu un augsto trokšņu ietekmi sistēmas pārejas procesu laikā, kļūst bezjēdzīgi mērījumos izmantot vektora matemātisko modeli. Piemēram, tiek parādīti īsi pusperioda mērījumu logi ar lielu mērījumu dispersiju.

Turpmāka temata pētniecība

Statistiskā analīze, matemātisks skaitļošanas process, ko, tāpat kā *GoF* aprēķins, jebkura *PMU* iekārta jau šobrīd spēj veikt. Izmantojot *SEMPR* idejas, būtu iespējams pielāgot mērījuma konceptuālo modeli (ietverot deklarējamās vērtības), loga garumu (iespējami vairāki mērījumu logi reizē), diskretizācijas frekvenci, lai panāktu labāko iespējamo priekšstatu par reālo pasauli (maksimālā *GoF* vērtība). Šāda ierīce spētu veikt informētus un inteliģentus mērījumus, sniedzot vairāk informācijas par reālo pasauli.

Viens no atklājumiem ir tas, ka troksnis elektrosistēmā nav plaši pētīts temats un traucējumu patiesā daba joprojām ir samērā nezināma. Tāpat nav detalizēti pētīti reālo elektroenerģijas sistēmu signāli pārejas procesu laikā, un šajos pētījumos, iespējams, varētu tikt lietota ne tikai līkņu pielāgošana, bet arī modeļu atpazīšana. Šādi iespējams turpināt uzlabot *GoF* vērtības un palielināt izpratni par patieso fizikālo fenomenu dabu reāllaikā.

Jau šobrīd tiek izstrādāti reāli industriālie *PMU* ar *GoF* integrāciju [9], tādēļ nākotnē paredzams, ka analīzei un pētniecībai būs pieejams arvien vairāk datu. Reālo *PMU* deklarētās *GoF* vērtības kopā ar parametru vērtībām speciālistiem un inženieriem sniegs vērtīgu informāciju un zināšanas par mērījumu ticamību (uzticēties vai neticēt konkrētai vērtībai). Energosistēmas pārvaldībā un ikdienas uzturēšanā šis ir nozīmīgs uzlabojums. “”

Izmantotā literatūra

[1] Engineering and Technology History Wiki, “2007 IEEE Conference on the History of Electric Power” 2007. [Tiešsaiste]. Available: https://ethw.org/2007_IEEE_Conference_on_the_History_of_Electric_Power.

[2] W. Ramsey, “The Largest Machine Ever Built and It’s Under Pressure” Warren Rural Electric Corp, 2014. [Tiešsaiste]. Available: http://d2i9dixktx83yv.cloudfront.net/wp-content/uploads/2014/02/CEO-column-January-2014-updated-1-13-131.pdf. [Piekļūts 2018].

[3] A. Tiatiushkin, “kep power testing blog” 2016. [Tiešsaiste]. Available: http://kep-power-testing-blog.blogspot.com/2016/10/the-worlds-electrical-power-grid-as.html. [Piekļūts 2018].

[4] A. G. Phadke, J. S. Thorp, M. G. Adamiak, “A new Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequeuncy” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Sēj. %1 no %2PAS-102, nr. 5, pp. 1025–1038, 1983.

[5] NASPI, “North American SynchroPhasor Initiative” 2018. [Tiešsaiste]. Available: https://www.naspi.org/.

[6] A. von Meier, D. Culler, A. McEachern, “Micro-synchrophasors for distribution systems” *Innovative Smart Grid Technologies Conference*, Washington, DC, USA, 2014.

[7] “IEEE Std. C37.118.1-2011 Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems” *IEEE Standard*, 2011.

[8] IEEE Power and Energy Society, “IEEE Std C37.118.1a-2014 Modifictaion of Selected Performance Requirements” 2014.

[9] D. M. Laverty, H. Kirkham, D. J. Morrow, X. Liu, “Estimation of goodness of fit of synchrophasors during transient faults” *2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Chicago, USA, 2017.

[10] J. Rutman, “Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: Fifteen years of progress” *Proceedings of the IEEE*, sēj. vol.66, nr. 9, 1978.

[11] J. Rutman, “Oscillator Specifications: a Review of Classical and New Ideas” *31st Annual Symposium on Frequency Control*, Atlantic City, USA, 1977.

[12] C. Shannon, “A mathematical theory of communication” *The Bell System Technical Journal*, sēj. Vol. 27, nr. 4, pp. 623–656, 1948.

[13] Harold Kirkham, Artis Riepnieks, “Measurement of Phasor-like Signals” Pacific Northwest National Laboratory, Richland, USA, 2016.

[14] A. Phadke, “Synchronized phasor measurements in power systems” *IEEE Computer Applications in Power*, sēj. 6, nr. 2, pp. 10–15, 1993.

[15] A. Sauhats, I. Svalova, A. Svalovs, D. Antonovs, A. Utans, G. Bochkarjova, “Two-terminal out-of-step protection for multi-machine grids using synchronised measurements” *2015 IEEE Eindhoven PowerTech*, Eindhoven, Netherlands, 2015.

[16] D. Antonovs, A. Sauhats, A. Utans, A. Svalovs, G. Bochkarjova, “Protection scheme against out-of-step condition based on synchronized measurements” *2014 Power Systems Computation Conference*, Wroclaw, Poland , 2014.

[17] Yong Li, Dechang Yang, Fang Liu, Yijia Cao, Christian Rehtanz, “Interconnected Power Systems: Wide-Area Dynamic Monitoring and Control Applications”, Springer, 2015.

[18] Raymond H. Byrne, Ricky J. Concepcion, Jason Neely, “Small signal stability of the western North American power grid with high penetrations of renewable generation” *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, Portland, 2016.

[19] Project Group Turkey, “Report on Blackout in Turkey on 31st March 2015” European Network of Transmission System Operators for Electricity, Brussels, 2015.

[20] R. d. Vries, “Phasor Measurement Units (PMUs) and time Synchronization at European Utilities” [uzstāšanās]. Arbiter, 2013.

[21] A. von Meier, D. Culler, A. McEachern, “Micro-synchrophasors for distribution systems” *Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, Washington DC, 2014.

[22] K. Gheen, “Phase Noise Measurement Methods and Techniques” [uzstāšanās]. Agilent Technologies, 2012.

[23] W. Dickerson, “Effect of PMU analog input section performance on frequency and ROCOF estimation error” *IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems*, Aachen, Germany, 2015.

[24] A. Goldstein, Rakstnieks, “Lessons learned from the NIST assessment of PMUs” [uzstāšanās]. National Institute of Standards and Technology, 2014.

[25] Gerard Stenbakken, Ming Zhou, “Dynamic Phasor Measurement Unit Test System” *Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, USA, 2007.

[26] A. Riepnieks, H. Kirkham, “Rate of change of frequency masurement” *Power and Electrical Engineering of Riga Tecnical University (RTUCON)*, Riga, 2016.

[27] Jacques Rutman, F.L.Walls, “Characterization of Frequency Stability in precision Frequency Sources” *Proceedings of the IEEE,* sēj. 79, nr. 6, 1991.

[28] B. Boashash, “Estimating and interpreting the instantenious frequency of a signal. I. Fundamentals” *Proceedings of the IEEE,* sēj. vol. 80, nr. 4, 1992.

[29] H. Kirkham, “A conceptual Framework for Measurement (with emphasis on phasor measurement)” Pacific Northwest National Laboratory, Richland, USA, 2015.

[30] H. Kirkham, A. Riepnieks, E. So, J. McBride, “Error correction: A proposal for a standard” *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements,* Otawa, Canada, 2016.

[31] T. M. Inc., “Documentation” 2018. [Tiešsaiste]. Available: http://www.mathworks.com/help/matlab/.

[32] A. Riepnieks, H. Kirkham, “An Introduction to Goodness of Fit for PMU Parameter Estimation” *IEEE Transactions on Power Delivery,* sēj. 32, nr. 5, pp. 2238–2245, 2017.

[33] D. Cuthbert, F. S. Wood, “Fitting Equations to Data”, New York, USA: Wiley, 1971.

[34] N. Shah, “Whitepaper: Harmonics in power system. Causes, effects and control” May 2013. [Tiešsaiste]. Available: https://www.industry.usa.siemens.com. [Piekļūts 2018].

[35] D. W. Allan, “Statistics of atomic frequency standards” *Proceedings of the IEEE,* sēj. 54, nr. 2, pp. 221–230, 1966.

[36] David W. Allan, Neil Ashby, Cliff Hodge, “The Science of Timekeeping” Hewlett-Packard Company, 1997.

[37] H. Kirkham, A. Riepnieks, “Dealing with non-stationary signals: Definitions, considerations and practical implications” *Power and Energy Society General Meeting,* Boston, USA, 2016.

[38] R. Torres, Z. Lizarazo, E. Torres, “Fractional Sampling Theorem for -Bandlimited Random Signals and Its Relation to the von Neumann Ergodic Theorem” *IEEE Transactions on Signal Processing,* sēj. Vol.62, nr. 14, pp. 3695–3705, 2014.

[39] W. Splettstober, “Error Analysis in the Walsh Sampling Theorem” *1980 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Baltimore, 1980.

[40] J. Zhai, L. Zhang, Z. Yu, “Digital predistortion of RF power amplifiers with Zhu's general sampling theorem” *2015 Asia-Pacific Microwave Conference*, Nanjing, 2015.

[41] H. Nyquist, “Certain Topics in Telegraph Transmission Theory” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers,* sēj. Vol. 47, nr. 2, pp. 617–644, 1928.

[42] K. J. Åström, “On the Choice of sampling rates in Parametric Identification of Time Series” Lund Institute of Technology division of automatic control, Lund, Sweden, 1968.

[43] H. Kirkham, S. Pandey, “Is ROCOF measureable?” *2018 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT),* Washington, USA, 2018.